



Conception et caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes réseaux planaires à très large bande passante

Guillaume Clementi

► To cite this version:

Guillaume Clementi. Conception et caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes réseaux planaires à très large bande passante. Electromagnétisme. Université Nice Sophia Antipolis, 2011. Français. NNT: . tel-00926589

HAL Id: tel-00926589

<https://theses.hal.science/tel-00926589>

Submitted on 9 Jan 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE NICE - SOPHIA ANTIPOLIS
ÉCOLE DOCTORALE STIC
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION
ET DE LA COMMUNICATION

THÈSE

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice - Sophia Antipolis

Mention : ÉLECTRONIQUE

Présentée et soutenue par

Guillaume CLEMENTI

CONCEPTION ET CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE ET TEMPORELLE D'ANTENNES RÉSEAUX PLANAIRES À TRÈS LARGE BANDE PASSANTE

Thèse dirigée par Georges KOSSIAVAS

PRÉPARÉE AU LEAT, SOPHIA ANTIPOLIS

SOUTENUE LE 23 NOVEMBRE 2011

Jury :

<i>Rapporteurs</i>	J. ANDRIEU	- Professeur à l'Université de Limoges - XLIM
	X. BEGAUD	- Professeur à TELECOM ParisTech
<i>Examineurs</i>	S. TEDJINI	- Professeur à l'INP-Grenoble
	J.-Y. DAUVIGNAC	- Professeur à l'UNS - LEAT
	N. FORTINO	- Maître de conférence à l'UNS - LEAT
	G. KOSSIAVAS	- Professeur à l'UNS - LEAT
<i>Invité</i>	P. BRACHAT	- Ingénieur R&D à Orange Labs La Turbie

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Georges Kossiavas, mon directeur de thèse, ainsi que Jean-Yves Dauvignac, mon co-directeur, qui ont encadré ma thèse pendant 4 années, pour leur disponibilité, leurs encouragements et leur discussions et idées de recherche. Leurs qualités scientifiques m'ont permis d'aller dans les bonnes directions. Sans leurs patiences au cours de ma rédaction, cette thèse n'aurait évidemment jamais vu le jour.

Monsieur Joel ANDRIEU, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Xavier BEGAUD, Professeur à TELECOM ParisTech, qui ont accepté d'être rapporteur de ce travail.

Monsieur Smail TEDJINI, Professeur à l'INP-Grenoble, qui m'a fait l'honneur de présider le Jury de cette soutenance de thèse.

Monsieur Nicolas FORTINO, Maître de conférence à l'UNS pour toute l'aide qu'il m'a fournie durant cette thèse, ses conseils m'ont été d'une grande utilité.

Monsieur Patrice BRACHAT, Ingénieur R&D à Orange Labs La Turbie pour l'attention qu'il a accordée à la lecture de ce mémoire ainsi que pour sa participation au jury en tant qu'invité.

Pour leur bonne humeur au quotidien et les heures passées en pause café à refaire le monde, j'adresse un grand merci à l'ensemble des permanents et doctorants avec qui j'ai partagé la vie d'un laboratoire de recherche. Grâce à eux, les journées se sont déroulées dans une ambiance chaleureuse, joviale et parfois même studieuse.

Je tiens enfin à remercier mes parents pour leur soutien constant et la confiance qu'ils m'ont accordée durant toutes ces années d'études. Je tiens également à associer à ces remerciements l'ensemble de ma famille et de mes amis pour m'avoir soutenu pendant tout ce temps, si ils ne peuvent pas être tous cités ici ils se reconnaîtront...

Introduction Générale

Ce travail de thèse a été réalisé au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université de Nice-Sophia Antipolis dont les activités de recherches sont regroupées autour de quatre thèmes :

- Modélisation, conception système d'objets communicants ;
- Antennes intégrées et antennes actives ;
- Modélisation électromagnétique, optimisation et problèmes inverses ;
- Antennes directives, systèmes de détection et d'imagerie microonde et millimétrique.

Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande (ULB) est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. La FCC a défini en Février 2002 les règles d'utilisation du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1 et 10.6 GHz. Cette technologie possède de nombreux atouts. Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuels, cette nouvelle technologie est très robuste en environnements complexes. Par ailleurs, la puissance d'émission étant du même niveau que celle du bruit, la technique peut cohabiter avec des systèmes à bandes étroites.

Une grande partie de ces travaux de thèse a été guidée par les réflexions du groupe de travail Antennes Réseaux TLB (Très Grandes Bandes) du GDR Ondes. Ce groupe de travail a été initié par trois membres du club des partenaires : Dassault Aviation, l'ONERA et Thales Systèmes Aéroportés. Une collaboration entre le club des partenaires et les laboratoires académiques, a permis de réfléchir à la conception de nouvelles antennes réseaux TLB et/ou multi-bandes pour des applications de télécommunications émergentes dans les domaines civils et militaires tels que :

- les communications avion sol,
- internet à très haut débit,
- la guerre électronique navale et aéroportée,
- la sécurité civile.

Les axes de recherche mis en avant par ce groupe de travail et les compétences du LEAT dans la conception d'antenne pour systèmes ULB impulsifs ont naturellement conduit à définir ce sujet de thèse sur la conception, la réalisation et la caractérisation d'antennes réseaux ULB. Pour des raisons de commodité liées aux disponibilités d'équipements de mesures, les travaux se sont focalisés sur la bande de fréquence FCC (3.1-10.6 GHz). Par souci d'intégration l'élément de base du réseau d'antenne doit être planaire avec une taille réduite au dessus du plan de masse et un

diagramme de rayonnement hémisphérique. La mise en réseau d'éléments planaires permet de créer des structures rayonnantes à fort gain tout en conservant un faible encombrement de la structure au dessus du plan de masse.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation de la technologie ULB, sa réglementation, les signaux utilisés et ses principales applications.

Le deuxième chapitre est consacré aux réseaux d'antennes ULB et à leur utilisation. Après avoir montré les problèmes liés aux antennes ULB en régime impulsionnel et la nécessité d'utiliser les réseaux d'antennes, nous avons mis en avant la complexité de la problématique qui consiste à concevoir des éléments rayonnants planaires sur plan de masse, large bande et avec un rayonnement hémisphérique.

Le troisième chapitre vise à rappeler la théorie des réseaux d'antennes, d'étendre ce concept sur une large bande de fréquence et enfin d'étudier le comportement d'une antenne (et plus particulièrement une antenne réseau) soumise à un régime impulsionnel. Les différents paramètres du facteur de réseau sont analysés dans les domaines fréquentiel et temporel.

Le quatrième chapitre est consacré aux descripteurs fréquentiels et temporels que nous avons introduits pour caractériser les antennes ULB et à la mise en place de deux bancs de mesure, l'un dans le domaine fréquentiel et l'autre dans le domaine temporel. Les résultats de mesures issus de ces deux bancs sont validés à partir de la caractérisation d'une antenne de référence. Ce chapitre est le fruit d'une collaboration avec Orange Labs à La Turbie dans le cadre des activités du CREMANT (Centre de REcherche Mutualisé sur les ANTennes) et répond à un besoin de caractérisation des antennes ULB miniatures en régime pulsé nécessaire au projet MIMOC (Méthodes d'Intégration et de Miniaturisation d'Objets Communicant).

Le cinquième chapitre est consacré à la conception d'une nouvelle antenne ULB planaire pouvant être mise en réseau. Les différentes simulations des antennes (études paramétriques et diagrammes de rayonnement) ont été obtenues grâce au logiciel CST Microwave Studio. Une étude paramétrique sur certaines dimensions de l'antenne a été nécessaire pour atteindre une très bonne adaptation d'impédance sur toute la bande FCC. La dernière partie de ce chapitre porte sur la comparaison de deux approches pour obtenir un rayonnement hémisphérique. Les conclusions s'appuieront sur une comparaison des cartographies de gain et du facteur obtenus dans les deux cas.

Le dernier chapitre est consacré à la réalisation d'antenne réseaux ULB. Afin d'aborder le problème de la mise en réseau de l'antenne précédemment conçue, une étude paramétrique sur le couplage sera menée. Puis une étude sur les diviseurs de puissance large bande sera faite afin d'intégrer aux antennes réseaux leurs circuits d'alimentation. Deux antennes réseaux constituées respectivement de 1×4 et de 4×4 éléments seront proposées. Leurs caractéristiques fréquentielles et temporelles seront mesurées et leurs performances discutées.

Table des matières

Remerciements	i
Introduction Générale	iii
1 Introduction sur la technologie Ultra Large Bande	1
1.1 La technologie Ultra Large Bande	2
1.1.1 Généralités sur l’Ultra Large Bande	2
1.1.2 Histoire et définitions	2
1.1.3 Comparaison système Ultra Large Bande / Système bande étroite	4
1.1.4 Caractéristiques principales de l’Ultra Large Bande	4
1.1.5 La réglementation Ultra Large Bande	6
1.1.6 Activités de normalisation	7
1.2 Les différents types de signaux Ultra Large Bande	9
1.2.1 Train d’impulsions pour les systèmes Ultra Large Bande . . .	10
1.2.2 Système Ultra Large Bande impulsionnel	10
1.2.3 Systèmes Ultra Large Bande multi-bande	13
1.2.4 Comparaison entre les deux types de systèmes Ultra Large Bande	13
1.3 Différents types d’applications de l’Ultra Large Bande	14
1.3.1 Applications liées aux communications	14
1.3.2 Applications liées au radar	16
1.4 Conclusion	18
2 Etat de l’art sur les réseaux d’antennes ULB	19
2.1 Caractéristiques des antennes	20
2.1.1 Définition d’une antenne	20
2.1.2 Caractéristiques « classiques » des antennes	21
2.2 Problématiques générales des antennes ULB	24
2.3 Les besoins liés à l’utilisation de réseaux d’antennes Ultra Large Bande	25
2.4 Antennes omnidirectionnelles	26
2.4.1 Les antennes biconiques et leurs dérivées	27
2.4.2 Les antennes dipôles et monopôles	29
2.5 Les antennes à rayonnement directif et hémisphérique	32
2.5.1 Les antennes à transition progressive	32
2.5.2 Les antennes cornets	34
2.5.3 Les antennes <i>Suspended Plate</i>	36
2.5.4 Les antennes grandes fentes	40
2.6 Les antennes sur réflecteur	41
2.6.1 Les antennes sur réflecteur	41

2.6.2	Les antennes sur réflecteur à base de métamatériaux	42
2.7	Synthèse et conclusions de l'état de l'art	43
3	Théorie des réseaux d'antenne Ultra Large Bande	47
3.1	Théorie des points sources	48
3.1.1	Points sources équiampitudes et équiphases	48
3.1.2	Points sources équiampitudes et déphasées de 180°	49
3.2	Principe de multiplication du diagramme	51
3.3	Théorie des réseaux linéaires de n éléments	52
3.3.1	Réseau linéaire à émission transversale	54
3.3.2	Réseau linéaire à émission longitudinale	55
3.3.3	Réseau linéaire à commande de phase	56
3.3.4	Effet de l'espacement d entre les éléments	56
3.3.5	Réseau linéaire de n éléments : représentation tridimensionnelle	57
3.4	Théorie des réseaux planaires de $n \times p$ éléments	58
3.5	Facteur de réseau multifréquence	60
3.6	Facteur de réseau ULB dans le domaine temporel	63
3.7	Eléments de conclusions sur le facteur de réseau	69
4	Mise en place et comparaison de bancs de caractérisation des antennes Ultra Large Bande	71
4.1	Modélisation et caractérisation d'une Antenne Ultra Large Bande . .	72
4.1.1	Fonctions de transfert des antennes ULB	73
4.1.2	Descripteurs fréquentiels et temporels d'une antenne ULB . .	75
4.2	Mesure de la fonction de transfert d'une antenne Ultra Large Bande	77
4.2.1	Banc de mesure de la fonction de transfert	77
4.2.2	Calibration de la chaîne de transmission fréquentielle	78
4.2.3	Mesures et résultats de l'antenne cornet de référence	80
4.2.4	Mesures et résultats de l'antenne sous test	86
4.3	Mesure de la réponse impulsionnelle d'une antenne Ultra Large Bande	94
4.3.1	Banc de Mesure de la réponse impulsionnelle	95
4.3.2	Calibration de la chaîne de transmission d'impulsion	95
4.4	Comparaison des résultats entre méthodes de caractérisation fréquentielle et temporelle	98
4.4.1	Choix du signal utilisé pour la mesure	98
4.4.2	Comparaison des gains réalisés calculés avec les différentes méthodes de caractérisation	101
4.4.3	Comparaison des réponses impulsionnelles	103
4.5	Conclusions sur les méthodes de caractérisation	103
5	Etude et conception d'un nouvel élément planaire ULB	109
5.1	Géométrie de l'antenne grande fente avec cavité (CBSA)	110
5.2	Etudes paramétriques des dimensions de l'antenne CBSA	112
5.2.1	Largeur de la fente Y_c	112

5.2.2	Longueur de la fente Z_c	113
5.2.3	Profondeur de la cavité d	114
5.2.4	Largeur du patch Y_{pa}	115
5.2.5	Longueur du stub Z_{pa}	115
5.2.6	Longueur de la ligne Z_{pa1}	116
5.2.7	Transition ligne-patch Z_{pa2}	118
5.2.8	Largeur du plan de masse L	118
5.3	Réalisation de l'antenne CBSA	119
5.3.1	Distribution des champs et diagramme de rayonnement . . .	123
5.4	Etude du rayonnement de l'antenne CBSA	127
5.4.1	Carte de gain de l'antenne CBSA	127
5.4.2	Réponse temporelle de l'antenne CBSA	129
5.5	Comparaison de différentes approches pour obtenir un rayonnement hémisphérique	134
5.6	Conclusions	136
6	Conception et analyse de réseaux planaires de CBSA	143
6.1	Etude de l'isolation entre les éléments	144
6.2	Géométrie du réseau planaire 1×4 CBSA	145
6.2.1	Conception du diviseur de puissance 1 entrée - 4 sorties ($1 \rightarrow 4$)	145
6.2.2	Coefficient de réflexion de l'antenne réseau	153
6.2.3	Etude du rayonnement de l'antenne réseau 1×4	154
6.2.4	Conclusions sur le réseau planaire 1×4 d'antennes CBSA . .	160
6.3	Géométrie du réseau planaire de 4×4 d'antennes CBSA	160
6.3.1	Coefficient de réflexion du réseau planaire 4×4 de CBSA . .	163
6.3.2	Etude du rayonnement du réseau planaire 4×4	163
6.3.3	Conclusions sur le réseau 4×4	170
6.4	Conclusions sur les réseaux planaires de CBSA	170
	Conclusions générales et perspectives	171
	Publications et conférences	175
	Bibliographie	177

Introduction sur la technologie Ultra Large Bande

Sommaire

1.1	La technologie Ultra Large Bande	2
1.1.1	Généralités sur l'Ultra Large Bande	2
1.1.2	Histoire et définitions	2
1.1.3	Comparaison système Ultra Large Bande / Système bande étroite	4
1.1.4	Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande	4
1.1.5	La réglementation Ultra Large Bande	6
1.1.6	Activités de normalisation	7
1.2	Les différents types de signaux Ultra Large Bande	9
1.2.1	Train d'impulsions pour les systèmes Ultra Large Bande	10
1.2.2	Système Ultra Large Bande impulsionnel	10
1.2.3	Systèmes Ultra Large Bande multi-bande	13
1.2.4	Comparaison entre les deux types de systèmes Ultra Large Bande	13
1.3	Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande	14
1.3.1	Applications liées aux communications	14
1.3.2	Applications liées au radar	16
1.4	Conclusion	18

1.1 La technologie Ultra Large Bande

1.1.1 Généralités sur l'Ultra Large Bande

Le terme Ultra Large Bande (ULB) fait usuellement référence à un signal ou un système qui a une grande bande passante absolue ou relative. Une telle bande offre des avantages au niveau de la robustesse du signal et de la facilité de conception, mais il y a des différences fondamentales avec les systèmes à bande étroite conventionnels.

Depuis la dernière décennie, les améliorations technologiques et les circonstances économiques et politiques ont permis l'utilisation de système ULB, par conséquent il y a une augmentation grandissante de l'intérêt porté au domaine de l'ULB. Ce chapitre présente les principales caractéristiques de cette technologie, les réglementations et les applications associées à ces systèmes.

1.1.2 Histoire et définitions

Depuis les années 2000, les communications par signaux ULB ont retenu toutes les attentions et ont été considérées comme une nouvelle technologie émergente[1]. Elle fut décrite comme l'une des technologies qui changerait notre monde. En réalité, cette technologie existe depuis plus d'un siècle [2, 3]. A la fin du 19eme siècle, la manière la plus facile de générer un signal électromagnétique était de générer une impulsion très courte : Hertz dans ses célèbres expériences avec des électrodes et Marconi pour la première communication de données sans fil. De même les recherches théoriques sur la propagation de signaux ULB ont plus d'un siècle.

Néanmoins, après 1910, les communications à bande étroite ont été développées. La principale raison est que l'efficacité spectrale d'un signal généré par des électrodes est faible (le signal généré avait un trop faible taux de répétition, mais occupait une large bande passante ce qui lui conférait un fort facteur d'étalement). A cette période nous ne savions pas comment exploiter cet étalement spectral et cette propriété était perçue comme un inconvénient. En contre partie, les systèmes de communication à bande étroite permettent de communiquer sur différentes bandes de fréquence à la fois. Les recherches sur l'ULB ont donc été mises de côté.

Pour des raisons militaires, il y eut un regain pour la technologie ULB dans les années 60, où l'efficacité spectrale n'était pas la caractéristique recherchée. La résolution spatiale fut la priorité : pour des raisons de localisation on désire connaître avec précision le temps de trajet entre un émetteur et un récepteur. En d'autres termes plus l'impulsion est courte, plus l'étalement spectral est grand et plus la précision est grande. L'intérêt pour ce travail coïncide avec l'invention de l'oscilloscope numérique, et permet l'analyse expérimentale de signaux de faibles durées dans le domaine temporel.

Les communications ULB ont de nouveau suscité un engouement dans les années 70 grâce aux communications en bande de base dites communications sans porteuse. En 1973, on se rendit compte que de courtes impulsions qui occupent une grande bande de fréquence[4], n'interfèrent pas avec des signaux à bande étroite. Mais le

problème d'interférences entre plusieurs utilisateurs subsiste. Ce problème d'interférences entre plusieurs utilisateurs fut résolu avec l'apparition du Time-Hopping Impulse Radio (TH-IR) au début des années 90. Win et Sholtz montrèrent que les communications impulsionnelles peuvent supporter un grand nombre d'utilisateurs en donnant un temps de transmission pseudo-aléatoire à chacun [5, 6]. Cette nouveauté couplée aux avancées en électronique, intéressa les entreprises commerciales privées pour l'ULB.

Un autre obstacle à l'utilisation commerciale fut de nature politique. Les autorités de régulations à travers le monde ont sélectionné certaines bandes de fréquence pour des utilisations spécifiques. Comme les communications ULB occupent un large spectre de fréquence, elles violent ces réglementations et occupent des bandes de fréquences déjà occupées par d'autres standards. Les partisans de l'ULB essayèrent de convaincre les autorités de régulations aux Etats Unis : la FCC -Federal Communications Commission- en assurant que la coexistence des standards à bande étroite et ULB était possible. En 2002 la FCC alloua pour les communications ULB la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz, avec une densité spectrale de puissance bridée en émission [7]. La bande passante est définie comme étant la bande délimitée par les points qui sont 10dB au dessous de la plus petite émission rayonnée par le système de transmission (antenne incluse) [8]. La définition de l'Ultra Large Bande donnée par la FCC est la suivante. Un signal est dit Ultra Large Bande si :

- sa bande passante est au minimum de 500 MHz,
 - sa bande passante relative est supérieure à 0.2,
- avec

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (1.1)$$

où f_h et f_l désignent respectivement les limites haute et basse du spectre du signal. Les deux conditions, concernant la bande passante, ne sont pas forcément remplies en même temps.

Depuis cette autorisation, les sociétés privées se sont ruées sur le développement d'applications à haut débit. Plusieurs techniques de communications sont introduits tels que le Multiband OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou bien le DS-CDMA (Direct-Sequence Code Division Multiple Access). De plus la technologie ULB offre la possibilité de transmettre aussi en bas débit mais avec un minimum d'énergie (l'utilisation d'impulsion temporelle convient tout particulièrement à ce type d'application).

Il est aussi intéressant de voir comment la recherche dans les domaines de la propagation et des antennes ULB évolue. Les antennes ULB existent depuis plus d'un siècle. Un facteur de développement important des antennes ULB fut l'apparition du réseau Hertzien avec la naissance de la télévision. La bande allouée à la télévision occupe un large spectre, il est donc préférable de n'avoir qu'une seule antenne dont les fréquences de travail couvrent le spectre alloué. Comme les communications ULB sont devenues une option commerciale intéressante, le développement d'antennes miniatures fut un autre challenge. Certaines antennes fentes et imprimées sont réputées pour satisfaire à ces spécificités.

1.1.3 Comparaison système Ultra Large Bande / Système bande étroite

Les caractéristiques de la technique Ultra Large Bande impulsionnelle diffèrent largement de celles des techniques classiques à bande étroite ou multibande [9]. En effet l'ULB impulsionnelle transmet et reçoit des formes d'ondes basées sur des impulsions de très courtes durées (1ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'ondes sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB Fig. 1.1.

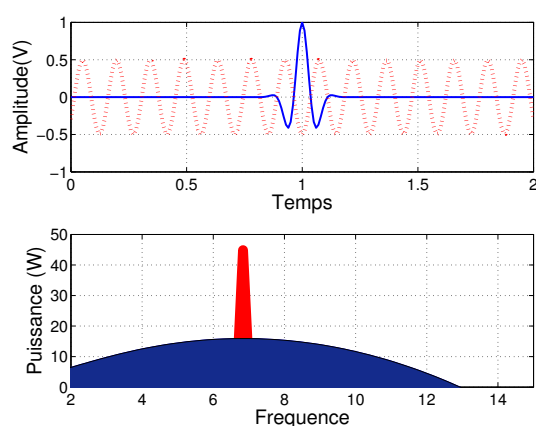


FIGURE 1.1 – Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence. Le masque spectral de puissance de l'ULB est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale : -41.3 dBm/MHz) sur toute sa bande de fréquence. Cette puissance permet la coexistence avec d'autres systèmes à bande étroite. Ces caractéristiques ont été l'occasion pour les concepteurs de relever de nombreux défis dans une grande variété de domaines comprenant la conception de système RF mais aussi la conception d'antenne.

1.1.4 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classiques, l'Ultra Large Bande dispose d'un certain nombre d'avantages.

1.1.4.1 Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications Ultra Large Bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution

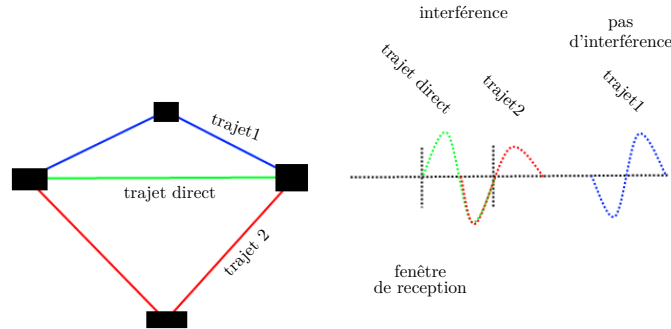


FIGURE 1.2 – Principe et effets de la propagation par trajets multiples

temporelle très fine). Comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, elle permet de se protéger des erreurs de transmission dues à l'interférence provenant des multitrajets Fig. 1.2. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés [10, 11, 12, 13, 14, 15].

1.1.4.2 Communications protégées

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits à des niveaux très faibles de bruit (faible Densité Spectrale de Puissance (DSP)) [16]. Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de DSP bien inférieur au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique particulière de l'Ultra Large Bande permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques (Fig. 1.3).

1.1.4.3 Capacité de communication

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (1.2)$$

Où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit. De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante, mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure

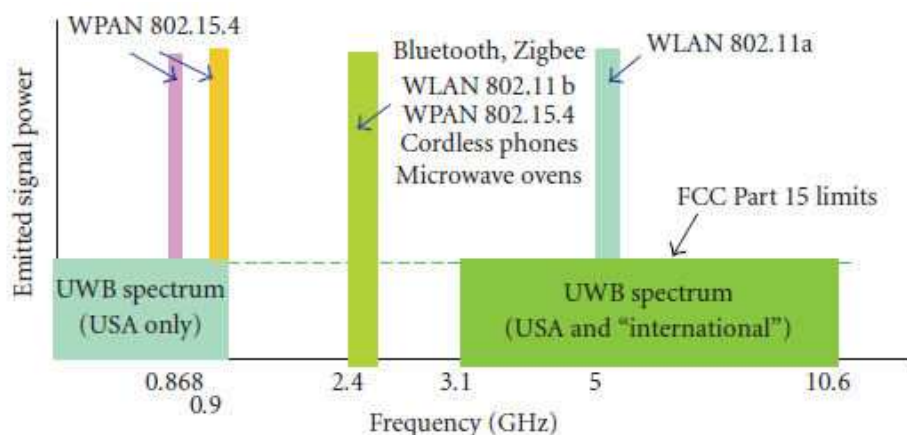


FIGURE 1.3 – Spectres de l'Ultra Large Bande et d'autres standards de communications

méthode consiste à augmenter sa bande passante ; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

1.1.4.4 Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB impulsionnelle, l'information en bande de base peut moduler directement des impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur du récepteur ULB devient alors très simplifiée : les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé en tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF qui en découlent.

1.1.5 La réglementation Ultra Large Bande

Lorsqu'on crée un système ULB, la première étape est de décider la bande de fréquence que l'on va occuper. Le signal transmis doit satisfaire les autorités de régulation dans le pays où l'appareil sera vendu. Au début du 21^e siècle, les autorités de régulation ont interdit l'émission de signaux ULB, car ils pouvaient interférer avec d'autres standards de communication. Mais il a été démontré que les systèmes ULB minimisent les interférences en étalant la puissance spectrale sur une large bande de fréquence. En 2002 la FCC (USA) alloua une bande de fréquence aux systèmes ULB avec néanmoins une restriction sur la puissance d'émission.

Le masque de fréquence dépend de l'application et de l'environnement dans lequel le système fonctionne. Pour une communication indoor, une densité spectrale de puissance de -41.3 dBm/MHz est autorisée entre 3.1 et 10.6 GHz. En dehors de cette bande aucune émission n'est autorisée. Et des restrictions sont prises pour les émissions parasites afin de protéger les communications GPS et GSM. Le même

masque est utilisé pour les communications extérieures, celui pour les émissions parasites est différent.

L'Europe et le Japon ont commencé à établir les spécifications de leurs propres spectres d'émission pour les systèmes ULB. L'ETSI (le département européen des standards de télécommunication) a proposé des limites similaires à celles de la FCC (Fig. 1.4) ; ce projet est aujourd'hui encore en discussion avec les entreprises impliquées dans le développement des systèmes ULB car le spectre d'émission proposé est plus restrictif que celui de la FCC. En juillet 2007, l'ETSI a proposé un standard pour les niveaux d'émission des signaux ULB ($\text{EIRP} = -41.3 \text{ dBm/MHz}$) pour un spectre de fréquence allant de 6 à 9 GHz [17].

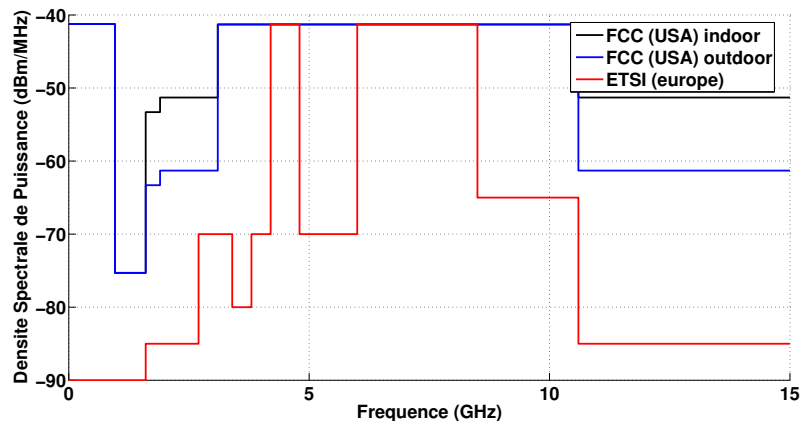


FIGURE 1.4 – Régulation des fréquences aux USA (FCC) et en Europe/Japon (ETSI)

1.1.6 Activités de normalisation

Depuis la définition par la FCC, d'un signal ULB qui n'impose pas de forme d'onde particulière, il est possible de regrouper sous le vocable ULB des solutions qui ne sont plus nécessairement de nature impulsionnelle.

Ainsi, afin de répondre à une demande réelle et de ne pas se retrouver avec des systèmes ULB incompatibles entre eux, car n'utilisant pas la même forme d'onde, il est important de mettre en place des normes ou standards pour les systèmes de communications utilisant la technologie ULB. L'IEEE s'est lancé dans l'élaboration de deux standards, le premier, pour les communications bas débit sous l'appellation IEEE 803.15.4a en 2004 et le second pour les communications haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a en 2003. Nous allons à présent détailler ces deux standards.

1.1.6.1 IEEE 802.15.4a : le bas débit

Les réseaux personnels sans fil WPAN bas débits et faibles coûts pour des applications *indoor-outdoor* présentent aujourd'hui un grand intérêt, notamment pour

la mise en place de réseaux de capteurs et de réseaux *ad-hoc*. Ce besoin a conduit à la définition en 2003 de la norme IEEE 802.15.4 pour les réseaux sans fils bas débits (<250 kbit/s selon la bande de fréquences), de faible complexité et basse consommation [18]. Cette norme forme la base de la technologie ZigBee qui fournit une solution complète pour les réseaux bas débits, de la couche physique (PHY) aux applications [19]. Cependant, les systèmes IEEE 802.15.4 et ZigBee ne permettent pas de localiser avec une haute précision les objets ou les individus.

Ainsi, en mars 2004, le groupe de travail IEEE 802.15.4a a été créé pour définir une couche physique alternative et les ajouts strictement nécessaires à la couche de contrôle d'accès au médium (MAC) pour les WPAN bas débit de la norme IEEE 802.15.4. Son principal objectif était l'introduction de la fonction de localisation de haute précision (résolution inférieure au mètre) dans les réseaux sans fil bas débit, le tout conservant le critère de très basse consommation. Il sera alors possible de mettre en place des réseaux de capteurs intelligents permettant de suivre un bien ou une personne. La proposition pour la norme IEEE 802.15.4a [20] a été approuvée début 2007.

En réalité, deux couches physiques ont été retenues pour la norme [21]. La première se base sur des techniques d'étalement de spectre à balayage de fréquence (Chirp Spread Spectrum, CSS) opérant sans licence dans la bande ISM autour de 2.4 GHz, pour les communications uniquement. la seconde couche physique est basée sur L'ULB impulsionnel pour les communications et/ou les mesures de distances.

Pour assurer une meilleure compatibilité entre les différentes réglementations, le groupe IEEE 802.15.4a a proposé une solution qui consiste un découpage du spectre en 16 sous bandes de 499.2MHz, certaines bandes plus larges et recouvrantes par rapport à ces sous bandes sont également spécifiées.

1.1.6.2 IEEE 802.15.3a : le haut débit

La fin du 20^e siècle a vu la multiplication des applications multimédias grand public et, avec elle, l'inévitable prolifération des câbles de connexion. La mise au point des systèmes permettant de réduire le nombre de câbles et d'accroître la mobilité est alors apparue nécessaire. L'IEEE, via le groupe de travail 802.15.3 a donc proposé de mettre en place en 1999 un standard de communications radio haut débit. ce standard prévoit l'utilisation sans licence de la bande ISM à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique fournissant des débits allant de 11 à 55 Mbit/s pour des distances comprises entre 10 et 70 mètres. Les applications visées étant, par exemple, le transfert de données entre appareils multimédias tels que des fichiers volumineux sur une appareil protatif.

Ces applications requièrent en général des débits de transmission importants. Afin de répondre à ce besoin de haut débit, l'IEEE a mis en place en 2003 le groupe de travail 802.15.3a. son objectif est l'étude d'une nouvelle couche physique alternative basée sur la technologie ULB et permettant d'accéder à des débits allant jusqu'à 480 Mbit/s, l'exigence minimale s'élevant à 110 Mbit/s sur une portée de 10 mètres.

Après le lancement du processus de normalisation en mars 2003, plusieurs pro-

positions ont été soumises et, au fil des discussions, deux solutions ont émergé. une première portée par l'Alliance WiMedia qui regroupe la majeure partie des poids lourds de l'électronique mondiale et qui soutient une approche *multi-bande*; La seconde, soutenue par les défenseurs d'une implémentations *impulsionnelle* se rassemble sous l'appellation UWB Forum qui regroupe notamment Motorola, certaines PME pionnières (comme Pulse Link) et de nombreux partenaires académiques.

Ces deux solutions se sont affrontées jusqu'à la dissolution du groupe de travail IEEE 802.15.3a en janvier 2006 sans qu'aucune n'ait pu recueillir les 70% des votes nécessaires à son adoption en tant que norme. L'Alliance WiMedia n'a pas attendu janvier 2006 et a fait un passage en force en annonçant l'approbation de son standard par l'ECMA international en décembre 2005 (ECMA-368) [1]. L'ECMA International est une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information et des communications ainsi que l'électronique.

En mars 2007, le standard ECMA-368 spécifiant les couches MAC et PHY pour l'ULB a été officialisé en tant que norme ISO/IEC 26907.

1.2 Les différents types de signaux Ultra Large Bande

Plusieurs types de signaux ULB peuvent être générés afin de répondre aux spécifications de la FCC :

- bande passante relative supérieure à 20%,
- bande passante supérieure à 500 MHz,
- une puissance d'émission limitée (Fig. 1.4).

En communication ULB impulsionnelle, des trains d'impulsions sont envoyés, chacune ayant une très courte durée (la durée de ces impulsions étant inversement proportionnelle à la bande passante du système).

La forme de l'impulsion a une incidence importante sur le reste du système (bande passante du récepteur, conception de l'antenne, taux d'erreur binaire).

L'impulsion la plus couramment choisie et la plus simple à réaliser est l'impulsion gaussienne [22] ou l'une de ses dérivées (Fig. 1.5), représentées par les formules suivantes :

$$p(t) = Ae^{\left(\frac{t-Tc}{\tau}\right)^2} \quad p_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left(A_n e^{\left(\frac{t-Tc}{\tau}\right)^2} \right) \quad (1.3)$$

Où A désigne l'amplitude du signal et τ le paramètre caractérisant la largeur d'impulsion. L'inconvénient majeur de cette impulsion réside dans l'existence d'une composante continue. C'est pour cela qu'on utilise la première ou seconde dérivée de l'impulsion gaussienne Eq. 1.3.

D'autres formes d'impulsions peuvent être définies, les plus utilisées étant :

- monocycle Manchester,
- rectangle,
- impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite,

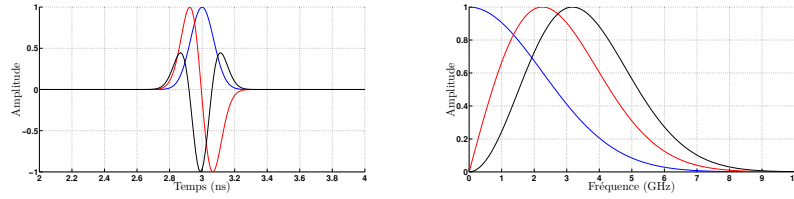


FIGURE 1.5 – Signaux temporels et spectres de l’impulsion gaussienne (courbe bleue), de sa première dérivée (courbe rouge), de sa seconde dérivée (courbe noire)

1.2.1 Train d’impulsions pour les systèmes Ultra Large Bande

Un train d’impulsions ULB est généralement représenté sous la forme suivante :

$$s(t) = A \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{j=0}^{N_s-1} p(t - jT_f) \right) \quad (i-1)T_b < t < iT_b \quad (1.4)$$

avec

- N_s le nombre d’impulsions requis pour transmettre un seul bit d’information,
- T_b durée d’une impulsion, $T_b = N_s T_f$,
- T_f temps de la trame (ou période moyenne de répétition des impulsions),
- $F_f = 1/T_f$: fréquence de répétition des impulsions,

On remarque sur la Fig. 1.6 que la périodisation d’une impulsion échantillonne son spectre.

1.2.2 Système Ultra Large Bande impulsionnel

Comme nous l’avons vu précédemment, une seule impulsion ULB ne peut pas contenir d’information. Nous devons coder de manière numérique le signal analogique [23, 5]. En ULB il existe plusieurs méthodes pour coder l’information Fig. 1.7. On peut distinguer 2 types de modulation impulsionnelle :

- la modulation basée sur le temps (PPM),
- la modulation basée sur la forme (PAM, BPSK, OOK,...).

La modulation par position de l’impulsion *Pulse Position Modulation* (PPM) : un délai régulier entre chaque impulsion est introduit. Grâce au décalage en temps (positif ou négatif), cette modulation distribue de façon uniforme l’énergie du signal à travers le spectre. Si on se limite à une communication purement binaire, on obtient un débit de communication relativement bas. Pour augmenter le débit sans dégrader les performances ULB, on peut utiliser une modulation M-aire (plusieurs bits par symbole).

La modulation par modulation d’amplitude *Pulse Amplitude Modulation* (PAM) : le principe de cette modulation est basée sur le codage de l’amplitude des impulsions par les données. Cette modulation peut être aussi binaire ou M-aire. Un

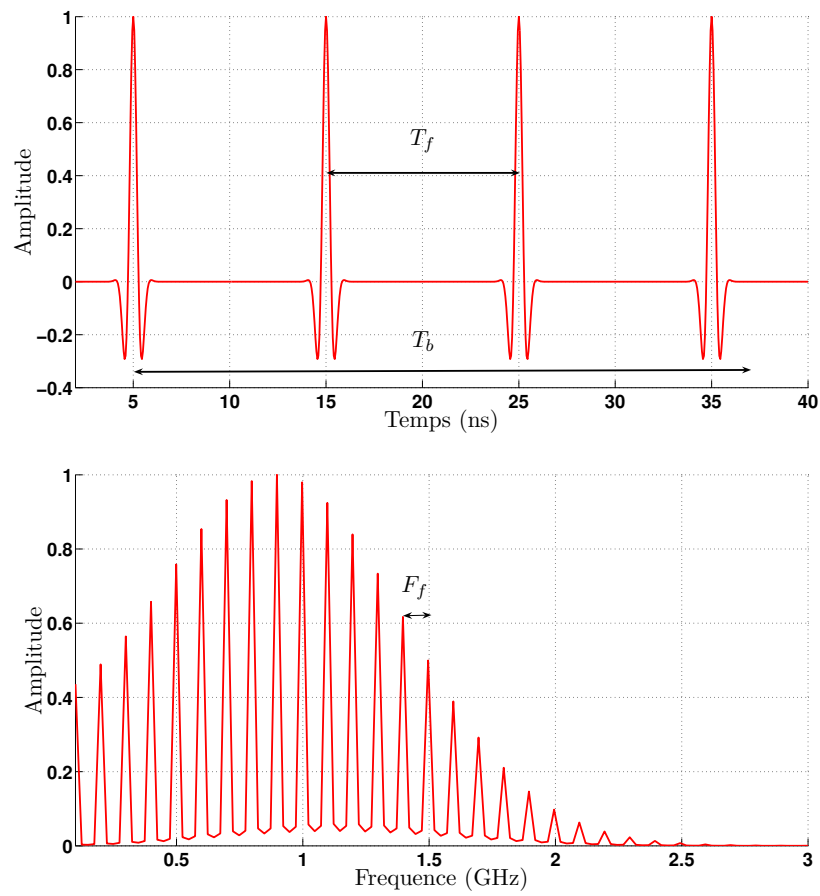


FIGURE 1.6 – Signal temporel et spectre d'un train d'impulsion

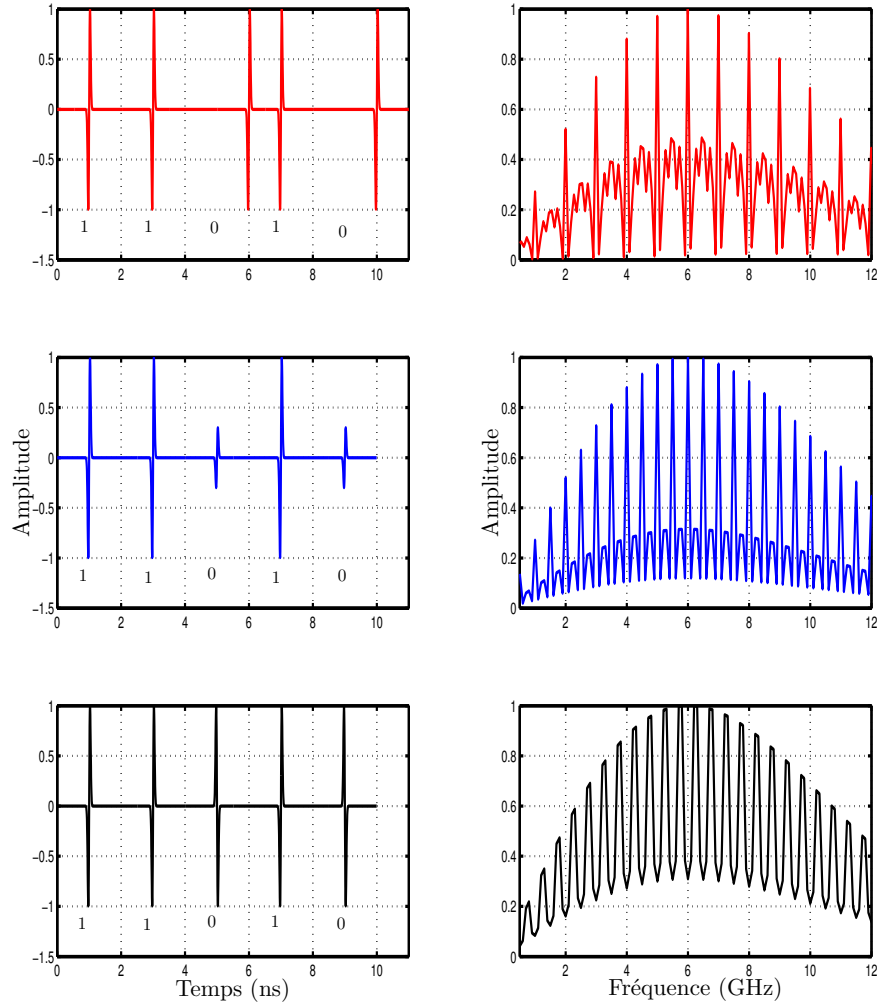


FIGURE 1.7 – Signaux temporels et spectres des différentes modulations impulsives : PPM (rouge), PAM (bleue), BPSK (noire)

cas particulier de la modulation PAM est la modulation *On Off Keying* (OOK) où le bit 0 est codé par une absence de l'impulsion.

La modulation par déphasage de l'impulsion *Phase Shift Keying* (PSK) : cette modulation consiste à coder la polarité des impulsions. Comme précédemment, la modulation peut être soit binaire soit M-aire, un cas particulier fréquemment utilisé en ULB est la modulation à 2 niveaux : *Bi-Phase Shift Keying* (BPSK). Si la phase est à 0° le bit « 0 » est transmis et si la phase est à 180° le bit « 1 » est transmis.

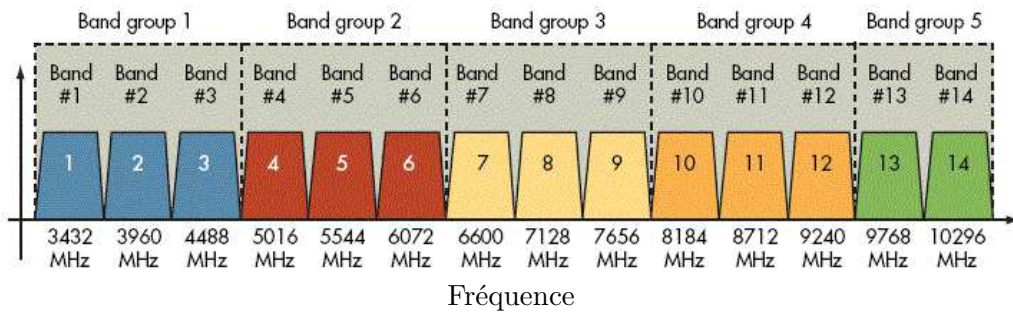


FIGURE 1.8 – Principe de base des systèmes ULB Multi-bande

1.2.3 Systèmes Ultra Large Bande multi-bande

Pour les applications à très haut débit et à courte portée, une autre approche est préférable aux modulations impulsionnelles. C'est l'approche multi-bande qui a été proposée par un ensemble d'entreprise à partir de mars 2003 [24].

Cette nouvelle approche consiste à fractionner la bande 3.1-10.6 GHz en plusieurs sous bandes de fréquence de 500 MHz et à coder les signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Cette technique est appelée « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » (OFDM) (Fig. 1.8).

Tous les signaux peuvent être transmis simultanément sans interférence car ils occupent des bandes de fréquences différentes. Chaque signal ULB est modulé avec les techniques de modulations numériques classiques, ce qui permet d'atteindre des débits de données très élevés pour le système complet (chaque sous bande ayant un débit relativement élevé).

1.2.4 Comparaison entre les deux types de systèmes Ultra Large Bande

Avantages des systèmes multi-bandes :

- La coexistence avec d'autres systèmes à bande étroite est plus aisée. Les systèmes multi-bandes ont la possibilité d'ajuster les interférences intra-bande en utilisant de façon sélective les bandes disponibles.
- L'approche multi-bande est extensible : beaucoup de bandes peuvent être utilisées pour accommoder les systèmes à très hauts débits et peu de bandes pour les systèmes à bas débits.
- Méthode plus flexible que la méthode par modulation d'impulsion et permet une adaptation plus facile aux différentes réglementations existantes et à leurs éventuels changements.

Inconvénients :

- Méthode plus complexe à mettre en œuvre et plus consommatrice de puissance.

1.3 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

Dans le domaine de la propagation et des antennes, il est important d'identifier les contraintes avec lesquelles le dispositif ULB va être utilisé. Pour les antennes ces contraintes sont liées à l'environnement de travail et aux applications visées.

1.3.1 Applications liées aux communications

Une des applications ULB les plus populaires est liée à la transmission de données à très haut débit (plus de 100Mbit/s). Grâce à la grande bande passante de l'ULB, un tel débit peut être facilement obtenu en utilisant des systèmes multibandes, mais le facteur d'étalement est faible [25]. La combinaison d'un faible facteur d'étalement et d'une faible densité spectrale de puissance accordée par les instances de régulation limite la portée des systèmes à quelques dizaines de mètres. Les réseaux qui couvrent une telle portée sont usuellement nommés *Personal Area Networks* (PAN).

Les PANs à très hauts débits sont généralement utilisés pour les applications liées aux loisirs domestiques [26] (liaisons entre matériels audios ou vidéos de haute qualité) ou aux transferts de données sans fil entre PC et périphériques (imprimantes, scanners, disque de stockage de données (Fig. 1.9)). Afin d'augmenter le débit de données, la combinaison de plusieurs antennes peut être envisagée. Toutes ces spécifications impliquent un effort dans la recherche d'antenne ULB (et de réseau d'antenne ULB), le traitement du signal (codage de l'information) et la propagation (transmission ULB adaptée à un environnement indoor complexe : bureau, rue,...).

Une autre application importante est liée au réseau de capteurs [25]. Les données de plusieurs capteurs différents sont envoyées à un serveur, ou échangées entre les différents capteurs. Le débit de transmission est généralement faible (de l'ordre du kbit/s). Seuls l'encombrement et la puissance peuvent être contraignants car l'émetteur est généralement à côté du capteur, le tout étant alimenté par batterie. La localisation du dispositif est aussi un paramètre contraignant car le système peut être placé dans un environnement de propagation non favorable aux communications.

Les systèmes à faible débit de données sont aussi envisageables pour les services de secours afin de communiquer dans des environnements encombrés tels que des bâtiments effondrés. Dans ce cas les propriétés ULB de pénétration dans les matériaux et de robustesse du signal sont très importantes. Par conséquent, ce type de système doit fonctionner à basse fréquence.

Même avec un faible débit de communication, la portée de la liaison ULB ne peut pas excéder une centaine de mètres. Une portée plus grande peut être obtenue en relayant le message entre différents capteurs avant qu'il arrive à destination. La Fig. 1.10 résume les applications ULB en fonction de la portée et du débit de transmission.

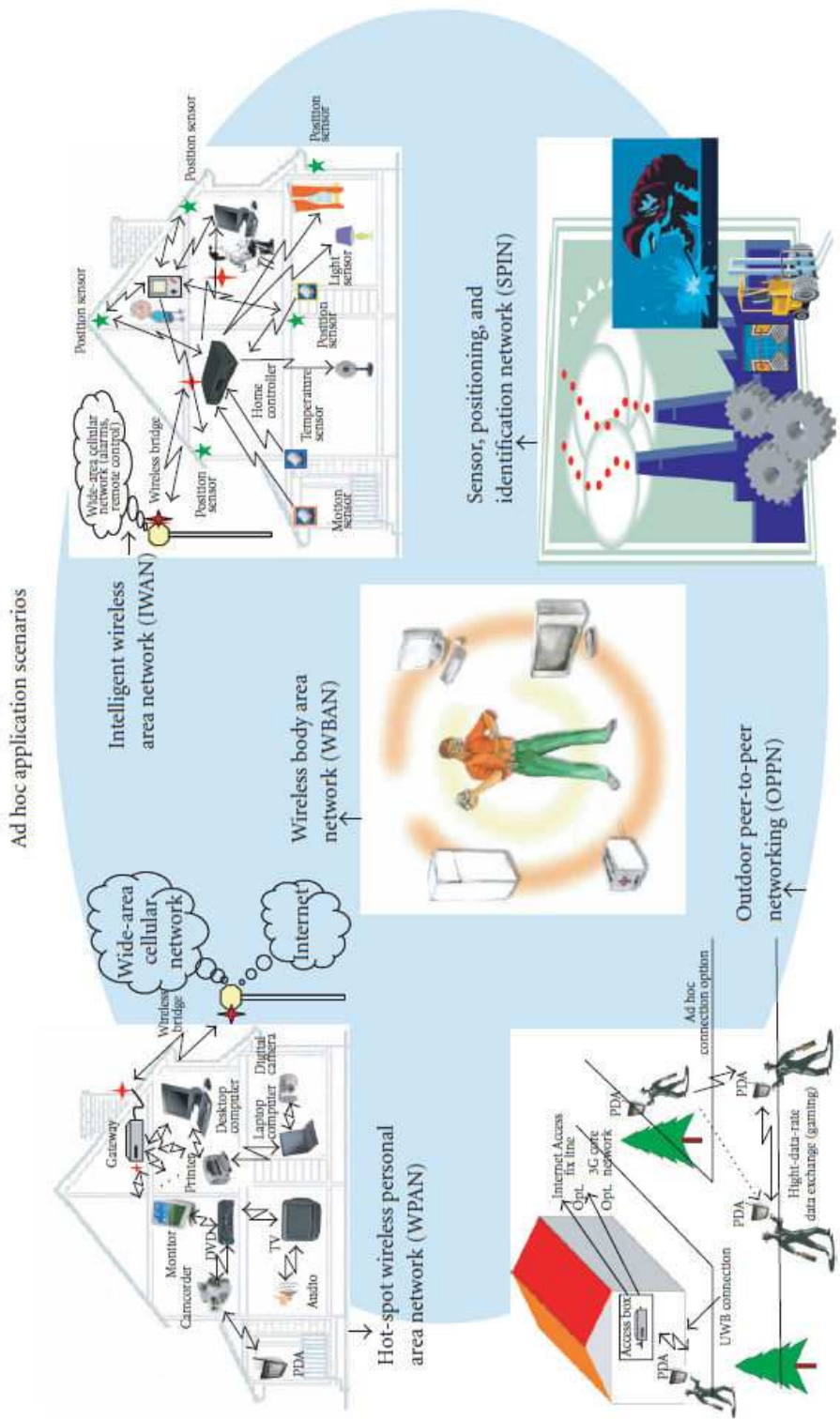


FIGURE 1.9 – Exemple d'applications pour l'ULB

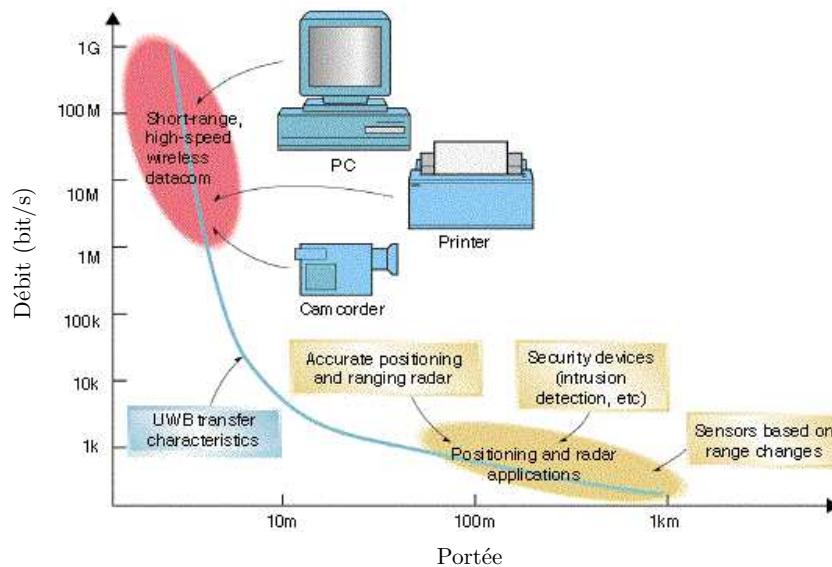


FIGURE 1.10 – Applications ULB en fonction du débit et de la portée

1.3.2 Applications liées au radar

De nos jours les systèmes radars doivent être capables de détecter plusieurs types de cibles (véhicules, cibles humaines, mines, armes,...). De plus elles peuvent être dissimulées ce qui rend leur détection encore plus difficile (végétation, bâtiments, sols, ...).

Les systèmes radars doivent généralement être les plus discrets possibles afin de ne pas être détectables. Leur encombrement doit être limité afin de pouvoir être intégré et embarqué sur des systèmes aéroportés tout en étant capable de détecter, localiser et identifier les cibles et leurs déplacements [27]. Enfin ils doivent avoir une bonne résolution. Cette résolution est définie en distance par $\Delta R = c/2B$ où B est la bande passante du radar et c la célérité de la lumière.

- Les radars à bande étroite ont de nombreux inconvénients :
 - L'envoi d'un signal sinusoïdale sur plusieurs μs ne permet pas de rester discret.
 - L'impossibilité de recevoir et d'émettre en même temps le signal ce qui implique que l'on a très souvent une zone aveugle de plusieurs centaines de mètres, ce qui ne permet pas de détecter les cibles à courte portée.
 - Etant donné que ΔR est inversement proportionnel à la bande passante du système, les systèmes à bande étroite n'offrent pas une grande résolution en imagerie. Cet inconvénient représente la limitation la plus importante des systèmes radars à bande étroite.
- Atouts des systèmes Ultra Large Bande :
 - de part leur grande bande passante, les radars ULB offre une grande résolution,
 - capacités de pénétration des matériaux, sols, murs, végétation et de franchissement des obstacles (surtout pour les systèmes fonctionnant en bande basse),

- systèmes robustes aux perturbations et interférences,
- amélioration de l'identification des cibles (diminution des zones aveugles).

En revanche la bande passante qui est un avantage peut aussi être un inconvénient car la bande de bruit devient aussi importante.

1.3.2.1 Fonctionnement des radars ULB

Le signal émis par un radar peut être réalisé soit dans le domaine fréquentiel, soit dans le domaine temporel[28, 29].

L'Ultra Large Bande par saut de fréquence (ULB-FH) : Le principe de cette technique consiste à utiliser sur une très large bande de fréquence des paliers à fréquence fixe d'une largeur de 20MHz se recouvrant à 50%. Pour être tolérée par les textes de réglementation, la bande totale doit être explorée en moins de 1 milliseconde.

Un avantage inhérent à l'étalement du spectre par saut de fréquence, est la possibilité de rejeter les fréquences perturbées ou encore de ne pas utiliser certaines parties du spectre allouées à d'autres usages prioritaires. Une des applications visée par ce type de technique ULB est la localisation des équipes d'intervention lors d'événements graves notamment à l'intérieur des bâtiments.

L'Ultra Large Bande par rampe de fréquence (ULB-FM) : la technique ULB-FM est très efficace pour des applications de transmission ou de localisation. La forme d'onde est basée sur une rampe linéaire de fréquence avec une excursion inférieure ou égale à la bande totale de fréquence disponible. L'avantage de cette technique est d'être facilement adaptable à la bande de fréquence disponible (d'une dizaine jusqu'à une centaine de MHz). L'application principale de l'ULB-FM est la mesure de distance.

L'Ultra Large Bande impulsionnelle (ULB-IR) : la technique impulsionnelle utilise des impulsions de courtes durées sans porteuse précédemment développée dans la partie 1.2.2 . Le principal intérêt de l'ULB-IR réside dans le fait qu'elle permet une localisation avec une grande précision grâce à la grande bande passante couverte par les impulsions émises (fort ΔR).

1.3.2.2 Principe de fonctionnement du radar ULB impulsionnel

L'ensemble des éléments nécessaires à la constitution d'un système ULB impulsionnel est composé d'un générateur d'impulsions électriques, d'antennes, de dispositifs d'adaptations d'impédance, de câbles ainsi que d'un système d'acquisition et de traitement numérique des signaux comme on peut le voir sur la Fig. 1.11.

Le principe général du système d'émission consiste en l'association d'un générateur délivrant une impulsion ultra rapide et d'une antenne adaptée permettant le rayonnement de tout le contenu spectral de l'impulsion. L'impulsion rayonnée reproduit alors approximativement le signal d'entrée.

Le signal temporel réfléchi par la cible est très différent de l'impulsion émise. Les modifications de l'allure de l'impulsion réfléchie par rapport à celle émise apparaissent sur le spectre fréquentiel.

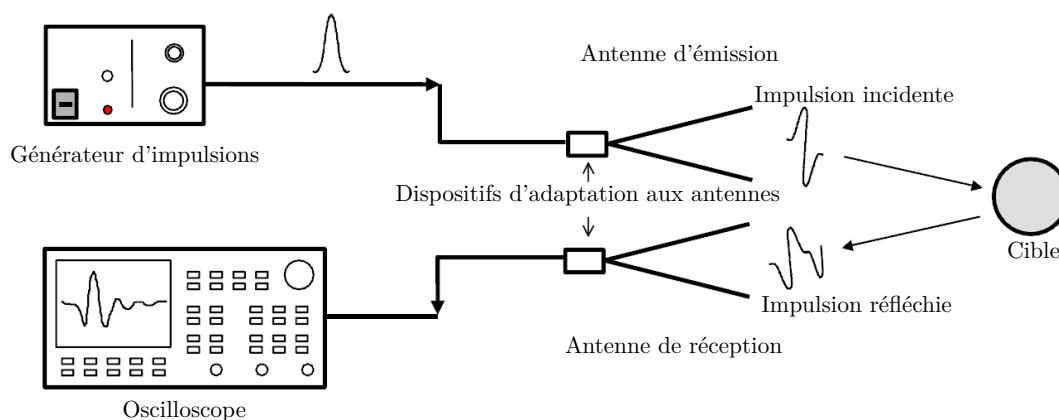


FIGURE 1.11 – Principe de fonctionnement des radars ULB impulsifs

Au niveau de la réception, un oscilloscope (ou échantillonneur) couplé à une deuxième antenne de réception permet l'acquisition du signal dans le domaine temporel. Le passage dans le domaine fréquentiel (si nécessaire) se fait par transformée de Fourier.

1.4 Conclusion

L'ULB fait l'objet d'énormément de publications tant dans le monde industriel qu'universitaire et il est difficile d'avoir une idée rapide de ce qu'elle représente. Les caractéristiques de la technologie ULB montrent qu'elle possède de nombreux atouts. La possibilité de coexister avec d'autres technologies à bande étroite, les communications à haut débit, la localisation précise d'objet ou de personne font parties des caractéristiques intéressantes de cette technologie.

Etat de l'art sur les réseaux d'antennes ULB

Sommaire

2.1	Caractéristiques des antennes	20
2.1.1	Définition d'une antenne	20
2.1.2	Caractéristiques « classiques » des antennes	21
2.2	Problématiques générales des antennes ULB	24
2.3	Les besoins liés à l'utilisation de réseaux d'antennes Ultra Large Bande	25
2.4	Antennes omnidirectionnelles	26
2.4.1	Les antennes biconiques et leurs dérivées	27
2.4.2	Les antennes dipôles et monopôles	29
2.5	Les antennes à rayonnement directif et hémisphérique . . .	32
2.5.1	Les antennes à transition progressive	32
2.5.2	Les antennes cornets	34
2.5.3	Les antennes <i>Suspended Plate</i>	36
2.5.4	Les antennes grandes fentes	40
2.6	Les antennes sur réflecteur	41
2.6.1	Les antennes sur réflecteur	41
2.6.2	Les antennes sur réflecteur à base de métamatériaux	42
2.7	Synthèse et conclusions de l'état de l'art	43

Ce chapitre rappelle le rôle des antennes dans une chaîne de communication et leurs principales caractéristiques. Celles-ci sont étendues aux systèmes Ultra Large Bande et soulèvent les problèmes de dispersion et de distorsion rencontrés par ces antennes en régime pulsé.

Les fonctionnalités de la mise en réseau des antennes sont brièvement introduites et répondent à une demande croissante d'antennes ayant des fonctions électromagnétiques multiples, agiles en rayonnement et à forte directivité.

Mais toutes les antennes ne sont pas intégrables en réseau et toutes n'ont pas de bonnes performances temporelles. C'est dans cette optique que nous nous intéressons plus particulièrement aux principales antennes ULB fonctionnant en régime impulsif et aux réseaux formés par ces antennes. Une attention particulière est portée sur les antennes faible profil ayant un rayonnement hémisphérique qui sont plus avantageuses lors de l'intégration sur porteur. Enfin les solutions s'inspirant des réflecteurs sont présentées afin de modifier les caractéristiques de rayonnement d'une antenne à rayonnement non hémisphérique pour obtenir les propriétés suivantes :

- large bande passante,
- diagramme de rayonnement hémisphérique,
- faible épaisseur.

2.1 Caractéristiques des antennes

2.1.1 Définition d'une antenne

Les antennes sont des éléments essentiels dans une chaîne de communication radioélectrique. Elles sont omniprésentes dans de nombreuses applications qui nous entourent : radiodiffusion, télévision par voie hertzienne, satellite, télécommunications professionnelles et mobiles, radars, etc. . . . Située à l'interface entre les signaux véhiculés dans l'électronique de l'émetteur ou du récepteur et le milieu de propagation, une antenne est un composant qui permet de rayonner et de capter les ondes électromagnétiques.

L'équipement électronique auquel elle est reliée, définit sa fonction d'émission ou de réception (Fig. 2.1). En émission, une antenne peut être définie comme un convertisseur d'ondes guidées (présentes dans un guide d'ondes, une ligne de transmission ou un micro ruban) en une onde rayonnée se propageant en espace libre. A cette onde est associée une puissance et une information à transmettre. L'antenne réceptrice est le convertisseur complémentaire où l'onde rayonnée est transformée en onde guidée. Une même antenne peut être utilisée indifféremment en transmission et en réception comme le stipule le principe de réciprocité de Lorentz.

Une antenne constitue donc un transducteur entre deux milieux de propagation dont le rôle est d'adapter l'impédance entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation, de transmettre et de recevoir l'énergie dans des directions privilégiées et de restituer fidèlement le signal transmis.

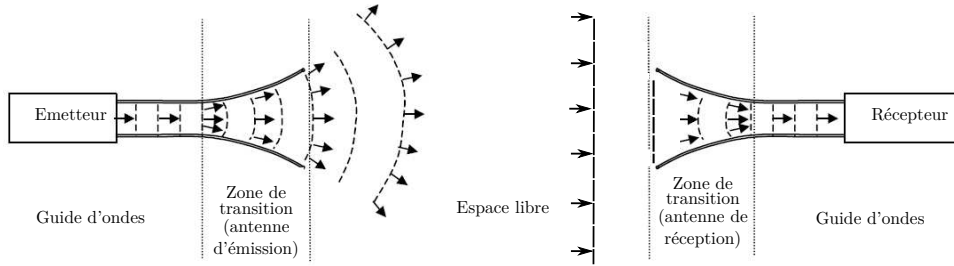


FIGURE 2.1 – Rôles des antennes d'émission et de réception

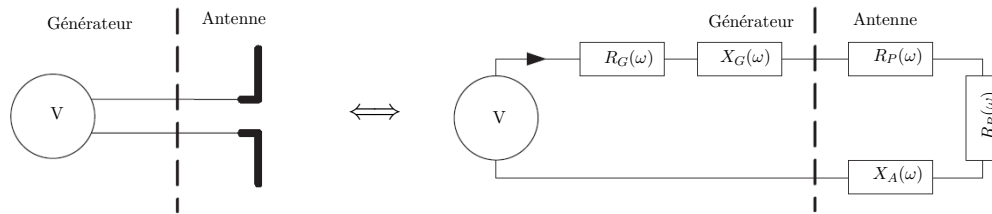


FIGURE 2.2 – Schéma équivalent d'une antenne connectée à un générateur de tension

2.1.2 Caractéristiques « classiques » des antennes

Pour décrire les performances d'une antenne, plusieurs paramètres essentiels que l'on va rappeler dans cette section sont utilisés : son impédance d'entrée, sa polarisation, son diagramme de rayonnement, son gain et son efficacité. Comme nous les utilisons sur une large bande de fréquences, ces paramètres ont une dépendance en fréquence supplémentaire par rapport aux systèmes à bande étroite. Il s'agit donc de les introduire afin de les utiliser lors des mesures futures de nos prototypes.

2.1.2.1 Caractéristiques électriques des antennes

Par rapport au générateur, l'antenne peut être modélisée par un dipôle électrique série sous certaines conditions [?]. L'impédance d'une antenne est l'impédance vue par les extrémités de l'antenne seule (non reliée à une charge) (Fig. 2.2). Cette impédance est définie comme le rapport entre la tension et le courant sur le port de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. L'excitation peut être considérée comme un générateur de Thévenin équivalent ($V_G(\omega)$, $Z_G(\omega) = R_G(\omega) + jX_G(\omega)$) et le dipôle comme une impédance complexe passive $\underline{Z}_A(\omega)$:

$$\underline{Z}_A(\omega) = (R_P(\omega) + R_R(\omega)) + jX_A(\omega) \quad (2.1)$$

La résistance $R_P(\omega)$ correspond à la résistance de perte et $R_R(\omega)$ à celle de rayonnement.

L'impédance présentée par l'antenne au niveau du générateur est appelée la résistance d'entrée, car elle correspond à la charge ramenée au niveau du circuit par le dispositif rayonnant. Cette impédance est fonction de la géométrie et des matériaux de l'antenne, mais elle dépend également de la fréquence.

La puissance maximale transférée entre le générateur et l'antenne est obtenue lorsque $Z_G^* = Z_A$, condition sous laquelle nous avons adaptation d'impédance. Généralement, l'impédance du générateur est considérée comme réelle pure et égale à 50Ω . Cependant en pratique, cette valeur ne peut être maintenue constante sur l'ensemble de la bande de fréquence. Aussi, plusieurs grandeurs sont introduites pour quantifier la désadaptation.

Le coefficient de réflexion est défini par $\Gamma(\omega)$:

$$|\Gamma(\omega)| = \frac{\text{puissance réfléchie}(\omega)}{\text{puissance incidente}(\omega)} = \frac{P_{ref}(\omega)}{P_{in}(\omega)} \quad (2.2)$$

Il est également relié à l'impédance d'entrée par la relation suivante :

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_A(\omega) - Z_0(\omega)}{Z_A(\omega) + Z_0(\omega)} \quad (2.3)$$

Où l'impédance $Z_0(\omega)$ est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, celle-ci étant souvent égale à 50Ω . L'efficacité de l'antenne (dus aux réflexions) est aussi introduite à partir du coefficient de réflexion par :

$$\rho(\omega) = 1 - |\Gamma(\omega)|^2 \quad (2.4)$$

Enfin une autre manière de caractériser les désadaptations d'impédances et le rapport d'onde stationnaire (*ROS* ou *VSWR*) défini par :

$$ROS(\omega) = \frac{1 + |\Gamma(\omega)|}{1 - |\Gamma(\omega)|} \quad (2.5)$$

2.1.2.2 Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement des antennes reposent sur la caractérisation du champ rayonné, à grande distance dans tout l'espace, qui inclue la répartition spatiale de l'énergie rayonnée et la polarisation du champ. Les données de puissance en émission ou en réception complètent alors la description. Les caractéristiques de rayonnement d'une antenne sont définies dans la zone de champ lointain (ou zone de Fraunhofer). La zone de champ lointain est atteinte lorsque nous sommes à une distance d supérieure à $2D^2/\lambda$ (D étant le diamètre de la plus petite sphère entourant l'antenne). Les grandeurs suivantes ont été définies pour caractériser le rayonnement d'une antenne :

L'efficacité de rayonnement (ou rendement) $e_{ray}(\omega)$ est définie comme le rapport de la puissance rayonnée à la puissance incidente sur le port de l'antenne. Elle traduit les pertes à l'intérieur des matériaux constitutifs de l'antenne :

$$e_{ray}(\omega) = \frac{P_{ray}(\omega)}{P_{inj}(\omega)} \quad (2.6)$$

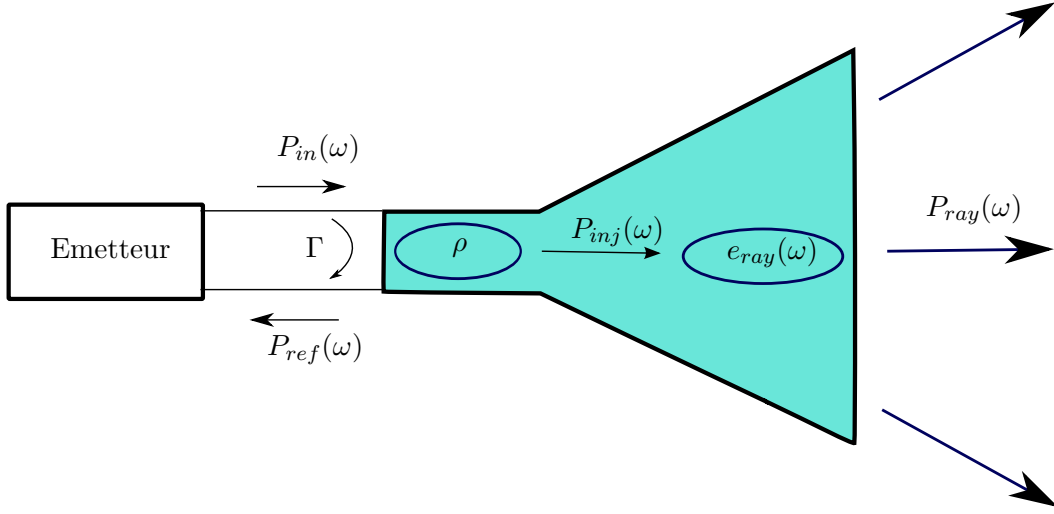


FIGURE 2.3 – Puissances et pertes mises en jeu dans une antenne

L'efficacité totale $e_{tot}(\omega)$ tient compte de l'ensemble des pertes : pertes par désadaptation de l'antenne et pertes liées à la structure de l'antenne :

$$e_{tot}(\omega) = \frac{P_{ray}(\omega)}{P_{in}(\omega)} = e_{ray}(\omega) \cdot \rho \quad (2.7)$$

Les pertes et puissances mises en jeu dans une antenne sont schématisées dans la Fig. 2.3

Le gain intrinsèque (ou gain standard IEEE) $G_i(\theta, \phi)$ est défini comme le rapport de 4π fois l'intensité de rayonnement $U(\theta, \phi, \omega)$ divisée par la puissance injectée. Les pertes diélectriques ou ohmiques dans la structure rayonnante sont prises en compte.

$$G_i((\theta, \phi, \omega)) = \frac{4\pi U(\theta, \phi, \omega)}{P_{inj}(\omega)} \quad (2.8)$$

Le gain réalisé (ou gain effectif) $G_{re}(\theta, \phi)$ est défini par rapport à la puissance incidente sur le port de l'antenne. Par rapport au gain intrinsèque, il prend ainsi en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, désadaptation comprise. Ce gain réalisé est usuellement mesuré en chambre anéchoïde. Il intègre toutes les pertes de l'antenne dans l'étude du bilan de liaison d'un système de communication.

$$G_{re}((\theta, \phi, \omega)) = \rho G_i(\theta, \phi, \omega) = \frac{4\pi U(\theta, \phi, \omega)}{P_{in}(\omega)} \quad (2.9)$$

La Directivité $D(\theta, \phi)$ est définie par rapport à la puissance rayonnée P_{ray} . Elle mesure la capacité de l'antenne à fournir dans une direction donnée une densité de puissance plus forte ou plus faible que l'antenne isotrope.

$$D(\theta, \phi, \omega) = \frac{G_i(\theta, \phi, \omega)}{e_{ray}(\omega)} = \frac{G_{re}(\theta, \phi, \omega)}{e_{tot}(\omega)} = \frac{4\pi U(\theta, \phi, \omega)}{P_{ray}(\omega)} \quad (2.10)$$

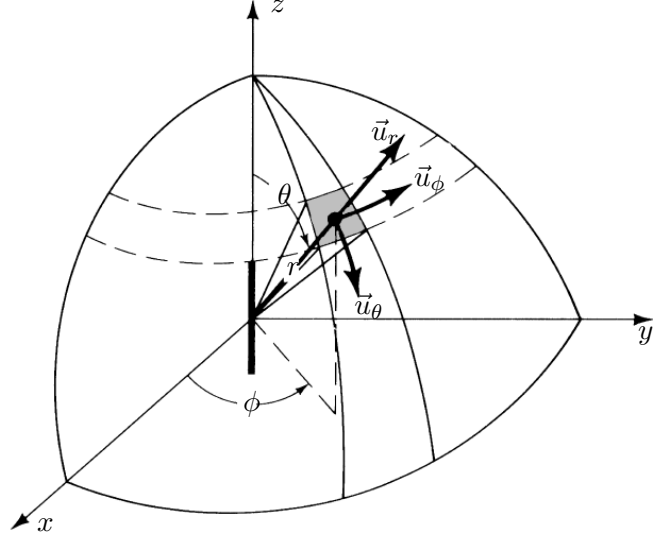


FIGURE 2.4 – Repère de coordonnées sphériques

La polarisation de l'onde électromagnétique émise traduit en fonction du temps l'évolution de l'orientation du champs électrique $\vec{E}(\omega)$ en champs lointain. Cette polarisation peut être rectiligne, circulaire ou elliptique. En champ lointain, dans un repère de coordonnées sphériques associées au point d'observation (Fig. 2.4), le champ électrique s'écrit :

$$\begin{aligned}\vec{E}_{tot}(r, \theta, \phi, \omega) &= \underline{E}_r(r, \theta, \phi, \omega) \vec{u}_r + \underline{E}_\theta(r, \theta, \phi, \omega) \vec{u}_\theta + \underline{E}_\phi(r, \theta, \phi, \omega) \vec{u}_\phi \\ &\approx \underline{E}_\theta(r, \theta, \phi, \omega) \vec{u}_\theta + \underline{E}_\phi(r, \theta, \phi, \omega) \vec{u}_\phi\end{aligned}\quad (2.11)$$

De part cette définition, les caractéristiques de gain peuvent s'exprimer en fonction des composantes θ, ϕ :

$$G_0(\theta, \phi, \omega) = G_\theta(\theta, \phi, \omega) + G_\phi(\theta, \phi, \omega) \quad (2.12)$$

2.2 Problématiques générales des antennes ULB

Les signaux impulsionnels ULB de courtes durées requièrent des structures d'antennes différentes par rapport aux systèmes à bande étroite.

La Fig. 2.5 résume de manière pratique le problème de dispersion et distorsion des antennes ULB. Dans ce cas nous avons deux antennes de géométries différentes : une antenne spirale d'Archimède et une antenne Vivaldi. Toutes deux ont une bande passante équivalente. Néanmoins, en régime impulsionnel les impulsions rayonnées sont très différentes. L'antenne Archimède étale l'impulsion et de ce fait a une plus faible amplitude par rapport à l'impulsion rayonnée de l'antenne Vivaldi [?]. Ce défaut en régime impulsionnel est très ennuyeux en communication ou en localisation radar :

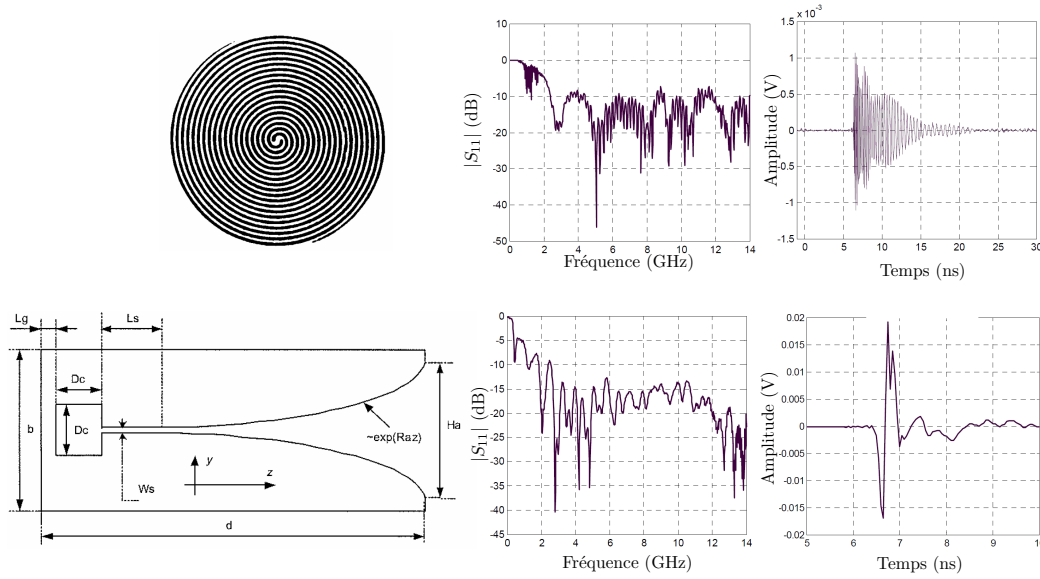


FIGURE 2.5 – Exemple de problème de distorsion et dispersion temporelle : Antenne Archimède(en haut), Antenne Vivaldi (en bas)

- la dynamique de mesure se retrouve réduite,
- le temps d'écoute est plus long (interférences et perturbations plus grandes),
- le taux de répétition T_f est plus petit donc le débit de communication est plus faible.

Par conséquent les caractéristiques temporelles d'une antenne ULB sont tout aussi importantes à étudier que les caractéristiques fréquentielles.

C'est à partir de cette problématique que nous nous attacherons à montrer, lorsqu'elles sont disponibles, les réponses temporelles des antennes. Les performances en régime impulsionnel cibleront leurs applications : communications impulsionnelles, applications radars ou bien communications multi-bandes.

2.3 Les besoins liés à l'utilisation de réseaux d'antennes Ultra Large Bande

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, la puissance des signaux ULB en régime pulsé est très faible par rapport aux systèmes à bande étroite 1.1. Dans ce contexte, une forte directivité permet de focaliser l'énergie rayonnée dans une zone de l'espace prédéfinie afin de faire :

- de la localisation,
- des communications discrètes (signal ne perturbant pas les systèmes à bande étroite donc à très faible densité spectrale de puissance),
- des communications à très haut débit entre stations de base en renforçant la robustesse de la liaison aux interférences.

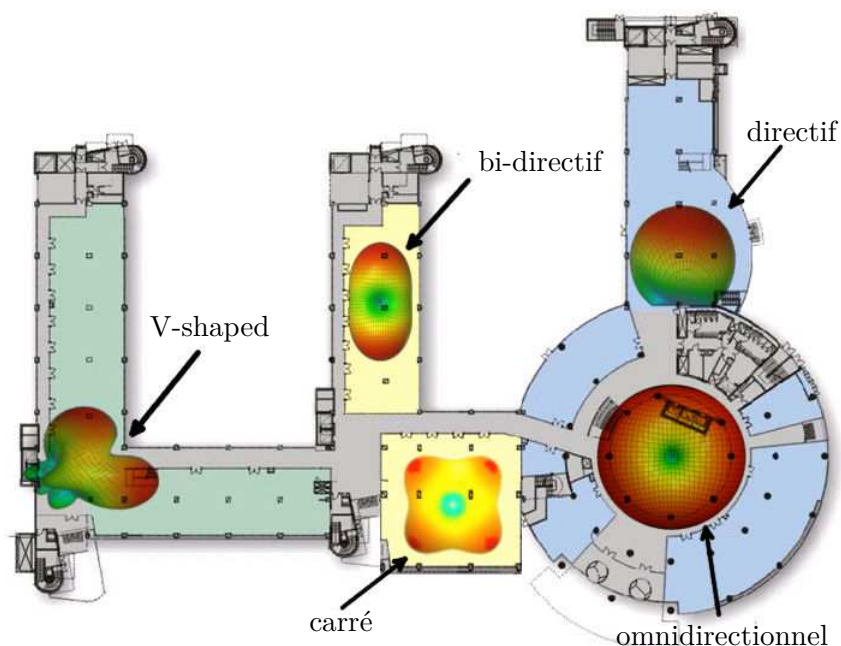


FIGURE 2.6 – Diversité de rayonnement selon l'environnement de travail des antennes

Les réseaux d'antennes ULB permettent de répondre à ces exigences et occupent une place croissante dans les applications militaires, et civiles depuis la mise en place de la régulation de la FCC. De plus, les propriétés des réseaux phasés qui seront développés dans la section 3.3.3 permettent de modifier le diagramme de rayonnement et de satisfaire les contraintes ergonomiques liées à l'environnement de travail comme par exemple dans le cas de l'installation d'un réseau de communication sans fil dans un bâtiment (Fig. 2.6).

L'aspect Ultra Large Bande est intéressant pour la mise en oeuvre de systèmes regroupant plusieurs fonctions électromagnétiques (radar, communication, guerre électronique) et se traduit ainsi par un besoin en réseaux d'antennes ayant des capacités d'agilité en fréquence sur un spectre large. Ce besoin est généralement couplé à des contraintes d'intégrations fortes sur porteurs (par exemple sur avion de chasse) et privilégie des solutions faibles épaisseurs de type antennes imprimées.

La Fig. 2.7 montre les exemples de fonctions électromagnétiques aéroportées pouvant être remplies par des antennes larges bande à faible encombrement.

2.4 Antennes omnidirectionnelles

Un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une large bande passante sont des caractéristiques requises pour les antennes présentes dans les systèmes de communications mobiles. Dans cette partie nous présentons les antennes ULB tridimensionnelles omnidirectionnelles comme les antennes biconiques. Puis nous

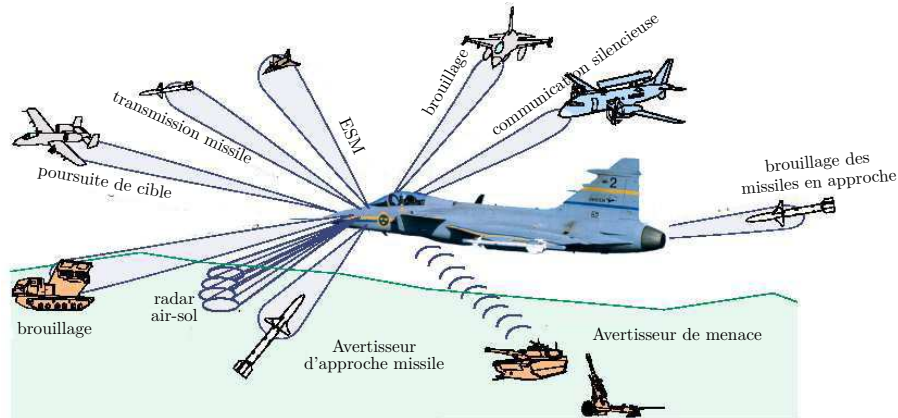


FIGURE 2.7 – Exemples de fonctions électromagnétiques aéroportées

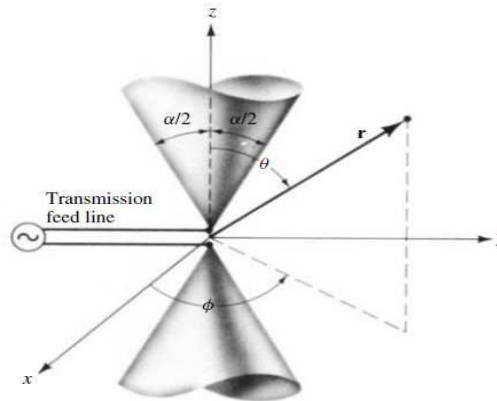


FIGURE 2.8 – Géométrie de l'antenne biconique

présentons leurs variantes, ainsi que les dipôles planaires ULB qui sont la version bidimensionnelle, et ainsi aboutir à la version compacte de ces antennes : les monopôles.

2.4.1 Les antennes biconiques et leurs dérivées

Le concept de l'antenne biconique est fondé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus grande en utilisant des conducteurs évasés. On forme ainsi la structure biconique présentée dans la Fig. 2.8.

L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. Cet élément agit comme un guide pour une onde sphérique et on peut montrer qu'il existe un seul mode TEM pour

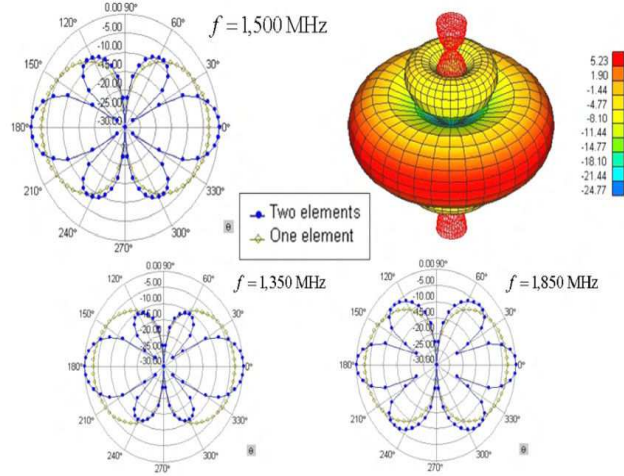


FIGURE 2.9 – Comparaison des diagrammes de rayonnement entre une antenne biconique et son réseau de deux antennes : élément seul (en vert), élément en réseau (bleu)

une antenne biconique infinie [?]. Son impédance d'entrée est sous la forme :

$$Z_c(r) = V(r)/I(r) = Z_{in} = \frac{\eta}{\pi} \ln \left(\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right) \quad (2.13)$$

On remarque que dans le cas d'une antenne biconique infinie, l'impédance d'entrée est réelle. En pratique, l'antenne biconique est tronquée, ce qui entraîne une impédance d'entrée qui n'est plus purement réelle. En effet, lorsque les cônes sont tronqués, une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne. L'antenne biconique finie peut être considérée comme une ligne de transmission se terminant par une charge. Cette discontinuité implique que l'on n'a plus un mode TEM pur : d'autres modes supérieurs existent ; et entraîne une augmentation du rapport d'onde stationnaire et donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini.

L'antenne biconique possède un rayonnement omnidirectionnel et maximum dans la direction perpendiculaire à l'axe des cônes et un nul électrique le long de l'axe, ainsi qu'une polarisation linéaire.

Les réseaux d'antennes biconiques ont déjà fait l'objet d'études [?]. Il en résulte des réseaux formés par ces éléments qui peuvent être bidirectionnels ou bien omnidirectionnels. Par exemple la Fig. 2.9 montre deux antennes biconiques placées dans un réseau linéaire suivant leurs pôles, et les diagrammes de rayonnement correspondants. L'aspect omnidirectionnel est conservé dans le plan azimutal mais la directivité du lobe principal est augmentée en élévation.

Bien que la bande passante des antennes biconiques semble être infinie, ces antennes tridimensionnelles ont un encombrement important qui limite la liberté de conception de réseaux. Pour la réalisation de réseaux compacts à partir d'éléments omnidirectionnels, il est préférable d'utiliser des dipôles.

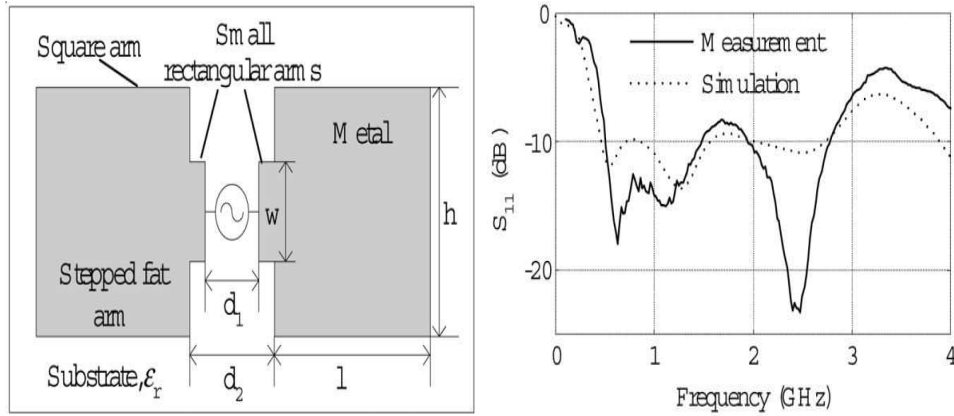


FIGURE 2.10 – Géométrie et amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne dipôle *Stepped-Fat*

2.4.2 Les antennes dipôles et monopôles

Les dipôles existent et sont étudiés depuis de nombreuses années [?]. Cette famille d'antenne présente de nombreuses caractéristiques communes : une bande passante importante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal (perpendiculaire à l'axe du dipôle).

Initialement un dipôle est un élément résonnant à bande étroite. Afin d'obtenir une bande passante plus grande, les brins du dipôle sont épaissis selon le principe énoncé par Schantz : *Fatter is better* [?, ?]. Ces antennes sont particulièrement intéressantes, car elles sont peu coûteuses, ont une géométrie simple et ne sont pas dispersives. Contrairement aux antennes à bras épais, celles-ci comportent une transition en escalier entre les deux brins qui améliore l'impédance caractéristique et donc la bande passante (Fig. 2.10). Une bande passante de plus d'une octave est obtenue. Le diagramme de rayonnement est stable sur la bande de fréquence, et la réponse temporelle faiblement étalée. (Fig. 2.11).

Les antennes dipolaires peuvent être mises en réseau linéaire ou planaire. Un réseau linéaire espacé uniformément d'antenne *Stepped-Fat* a fait l'objet d'étude pour les applications ULB [?] comme le montre la Fig. 2.12. L'impulsion injectée dans le réseau a été optimisée pour respecter les restrictions de la FCC. Il en ressort que le signal optimisé pour l'antenne seule peut aussi être appliqué au réseau et respecte aussi les restrictions en émission. Lorsque la taille du réseau augmente, soit par le nombre d'éléments, soit en augmentant l'espace inter-élément, le lobe principal est plus directif.

Les monopoles ULB sont issus des dipôles : l'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire joue le rôle de miroir électrique et crée ainsi la seconde moitié du dipôle. La forme des monopôles peut être carrée, ronde, triangulaire elliptique comme le montre la Fig. 2.13. Les monopôles sont de configurations tri-dimensionnelles ou planaires. Evidemment pour des questions d'intégration le modèle planaire est pré-

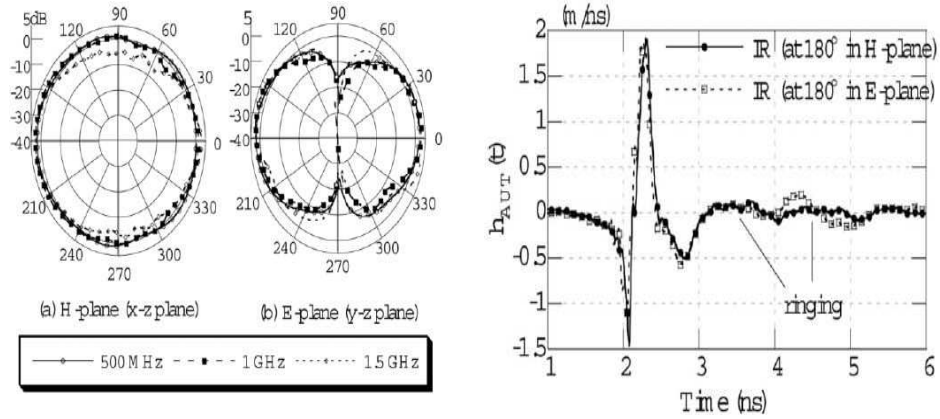


FIGURE 2.11 – Diagramme de rayonnement et réponse temporelle de l'antenne dipôle *Stepped-Fat*

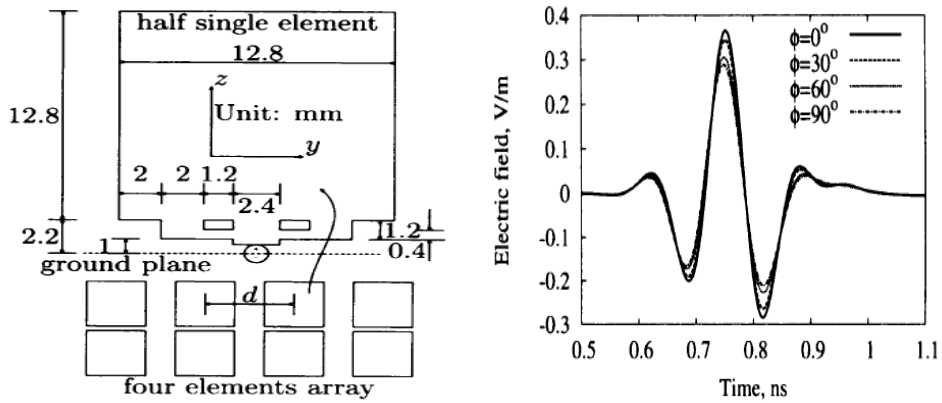


FIGURE 2.12 – Géométrie et réponse temporelle du réseau linéaire d'antenne dipôle *Stepped-Fat*

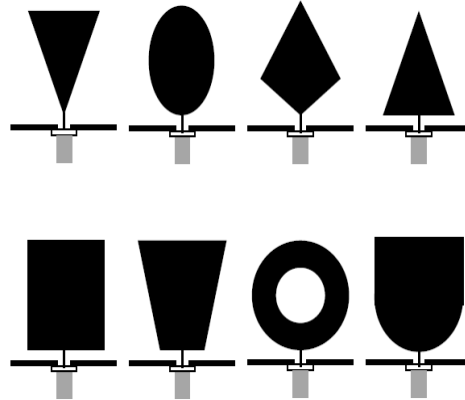


FIGURE 2.13 – Différentes formes d'antenne monopole

féable [?].

Les monopoles ne nécessitent pas d'alimentation différentielle (déphasage de π entre chaque brin) : une seule ligne transporte le signal jusqu'à l'antenne, l'autre est connectée sur le plan de masse. Des études sur la forme du plan de masse ont montré qu'il est possible de modifier le diagramme de rayonnement afin de contrôler la directivité à l'intérieur de la bande de fréquence [?, ?].

Par rapport aux dipôles, les monopoles sont directement intégrables sur les PCB des cartes électroniques (modules de réception ou de transmission). Leurs propriétés de rayonnement et leur capacité à être miniaturisés [?] en font de très bons candidats pour les systèmes de télécommunications mobiles.

Les études menées sur les antennes réseaux formées de monopoles ont abouti à la création de réseaux linéaires à rayonnement bidirectionnel comme le montre la Fig. 2.14. Les antennes monopoles sont juxtaposables les unes à cotés des autres et non les unes au dessous des autres suivant leurs pôles. Seuls les réseaux linéaires sont réalisables et le diagramme de rayonnement ainsi formé par leur mise en réseau ne peut être que bidirectionnel. En effet pour obtenir un réseau omnidirectionnel avec un lobe principal plus directif le réseau doit avoir une configuration linéaire avec les antennes orientées suivant les pôles des éléments. Ceci n'est pas réalisable avec ces éléments.

Ainsi, une telle antenne bidirectionnelle placée sur le plafond d'un corridor dans le cadre d'application indoor, permet d'éviter les réflexions et les trajets multiples [?, ?].

Bien qu'elles aient une bande passante élevée et soient incorporables dans des réseaux d'antennes, les antennes omnidirectionnelles, distinguables sous de nombreuses formes, ne sont pas préconisées pour obtenir des éléments compacts sur plan de masse. Il est en effet souhaitable d'utiliser des éléments à rayonnement hémisphérique.

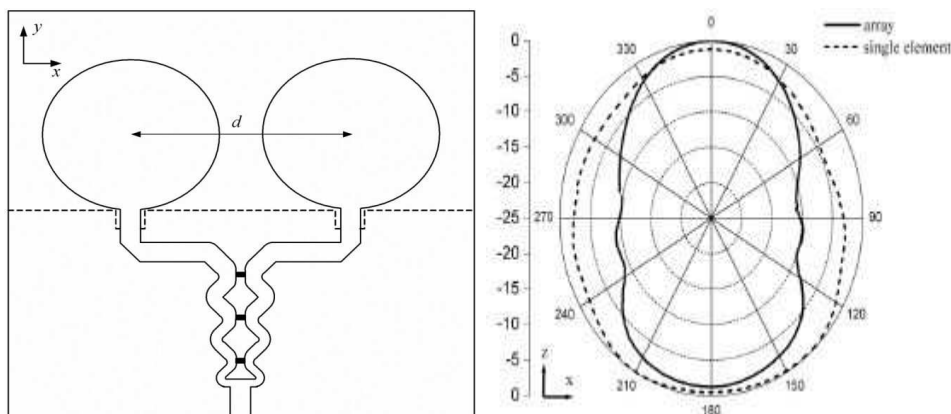


FIGURE 2.14 – Géométrie et diagramme de rayonnement d'un réseau de deux monopoles elliptiques

2.5 Les antennes à rayonnement directif et hémisphérique

Les antennes ULB à rayonnement hémisphérique sont utilisées dans des applications particulières, comme par exemple :

- dans le cas d'une station de base en communication avec des stations fixes,
- dans des systèmes demandant que l'antenne rayonne dans un espace contrôlé,
- dans le cas d'une antenne servant de point d'accès accrochée sur un mur ou bien en façade d'appareils électroniques.

Certaines antennes ULB directives sont aussi couramment utilisées dans le cadre de mesure d'antennes en chambre anéchoïde. Contrairement aux antennes étudiées précédemment, il est difficile de les miniaturiser. Tous ces aspects liés à ce type d'antennes sont montrés et appuyés par des exemples dans cette section.

2.5.1 Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressive (*Travelling waves antenna*) constituent une famille importante d'antennes ULB directives. Ce sont des antennes planaires présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. Elles sont généralement constituées par une fente s'élargissant selon différents profils. Le profil de cette ouverture peut prendre plusieurs formes : linéaire, constant, linéaire par morceau ou bien encore exponentiel. Ce dernier type d'ouverture est typique des antennes Vivaldi [?].

La Fig. 2.15 montre la structure d'une antenne Vivaldi et sa réponse temporelle dans la direction du lobe principal de rayonnement. L'ouverture exponentielle sur le plan de masse est alimentée par couplage entre la ligne microstrip et la fente rayonnante.

Les antennes Vivaldi conviennent particulièrement aux réseaux d'antennes pour des applications GPR (Ground Penetrating Radar) et de détection en raison de

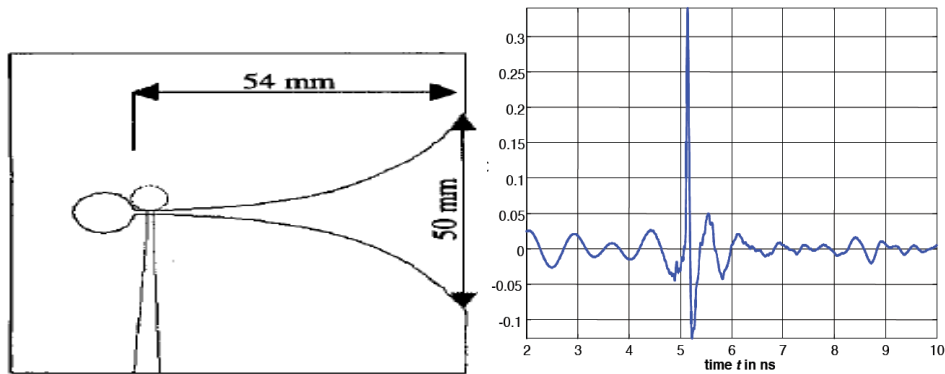
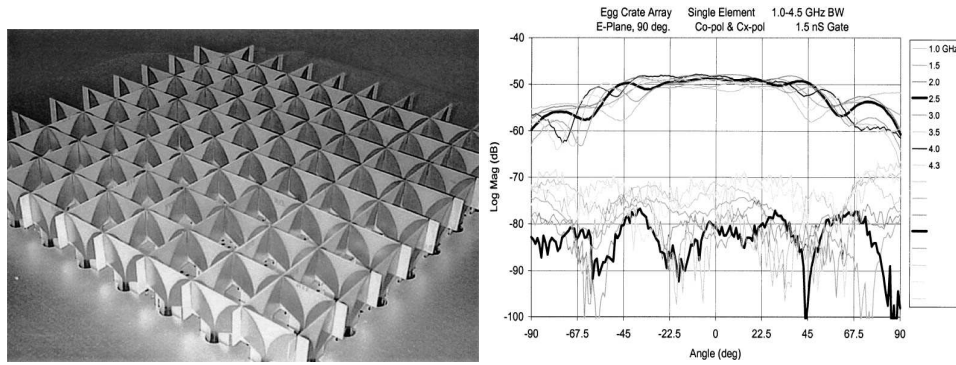


FIGURE 2.15 – Géométrie et réponse temporelle de l'antenne Vivaldi

FIGURE 2.16 – Géométrie et diagramme de rayonnement d'un réseau de 9×9 antennes Vivaldi

leur grande bande passante (10 :1) et du faible coût de production. De plus, elles permettent la réalisation de réseaux à double polarisation sans apparition de lobes de réseau sur une large bande de fréquence [?, ?]. En revanche, elles ne sont pas recommandées pour les applications où une petite dimension suivant l'épaisseur est nécessaire comme par exemple les systèmes aéroportés.

La Fig. 2.16 montre un réseau de 9×9 antennes Vivaldi de type *bunny ear*[?] et son diagramme de rayonnement pour différentes fréquences [?, ?, ?]. Ce réseau a la particularité de conserver une très bonne pureté de polarisation : une isolation de -25dB entre la polarisation principale et la polarisation croisée est obtenue sur une grande ouverture.

Une quantité importante d'études a été menée sur les réseaux composés d'antennes à transition progressive ainsi que sur leurs techniques d'alimentation, ce qui leur confèrent des propriétés innovantes et originales.

L'alimentation en opposition de phase entre éléments placés les uns à coté des autres mais avec une construction symétrique, permet d'obtenir des réseaux d'antennes dont le couplage entre éléments adjacents est faible et avec une pureté de polarisation importante. La Fig. 2.17 présente un réseau de quatre antennes à tran-

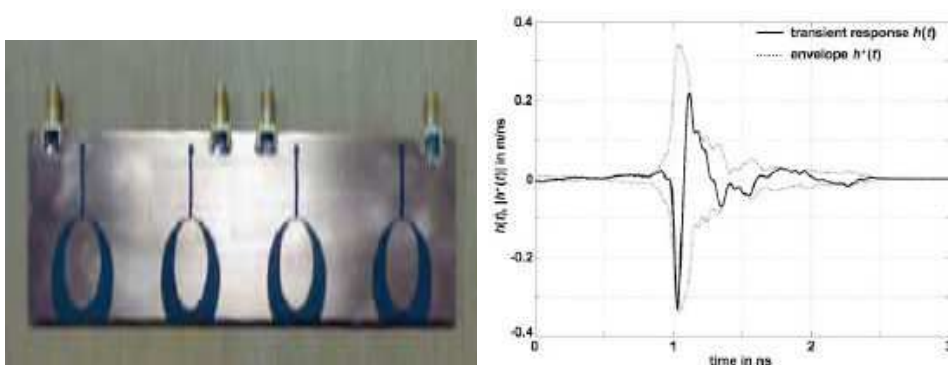


FIGURE 2.17 – Géométrie et réponse temporelle du réseau de 4 antennes à transition progressive alimenté avec une alimentation différentielle

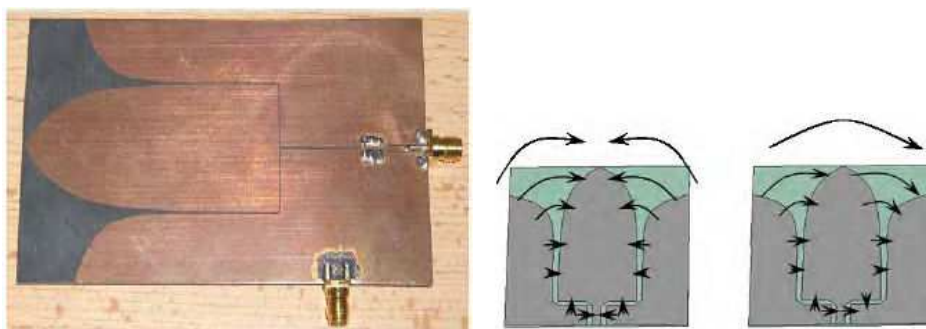


FIGURE 2.18 – Géométrie et modes de rayonnement, antenne de type TSA pour radar mono-impulsionnel

sition progressive dont la bande de fréquence satisfait la FCC. Lorsque ces éléments sont alimentés avec une alimentation différentielle, un fort gain et une bonne réponse temporelle sont obtenus.

Comme ces éléments possèdent une très bonne réponse temporelle, ils sont usuellement utilisés pour les radars mono-impulsionnels. Un double système d'alimentation sur deux modes différents permet d'avoir simultanément deux modes de rayonnements (Fig. 2.18). L'étude de la somme et de la différence des tensions perçues sur ces alimentations est intéressante dans le cadre d'applications radars et fournit des informations sur l'estimation de la position angulaire de cibles.

2.5.2 Les antennes cornets

Les antennes cornets sont les éléments rayonnant les plus performants pour émettre ou recevoir des impulsions. Ces antennes sont largement utilisées comme éléments d'alimentation pour les radiotélescopes sur réflecteur ou lentille. Leur polarisation peut être linéaire ou circulaire et leur bande passante est de l'ordre de la décade.

Ces antennes sont constituées de guides d'onde rectangulaires ou circulaires (in-

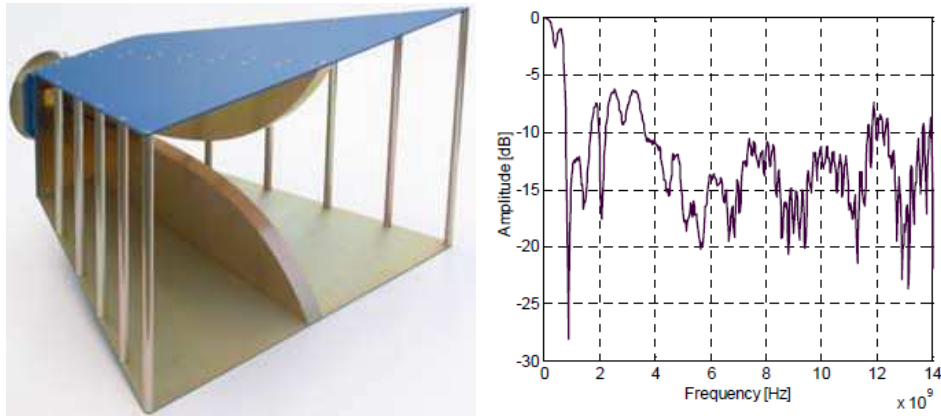


FIGURE 2.19 – Géométrie et amplitude du coefficient de réflexion d'une antenne *ridged horn*

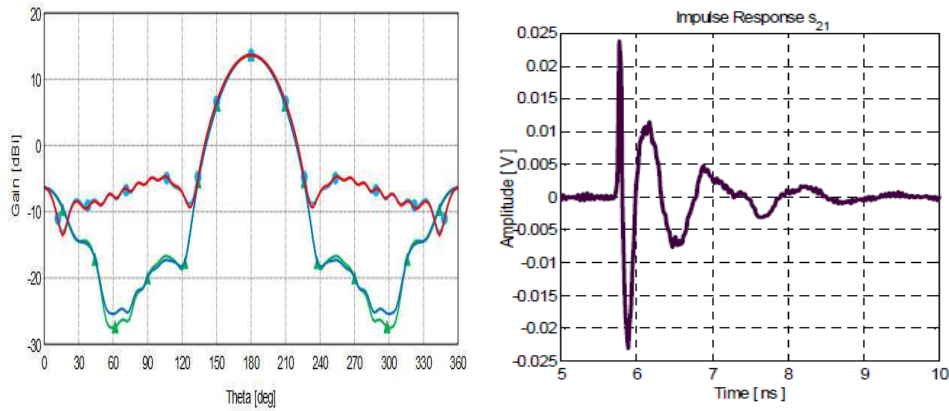


FIGURE 2.20 – Diagramme de rayonnement et réponse temporelle d'une antenne *ridged horn*

trinsèquement large bande) et d'une transition vers la zone de rayonnement. Des modifications de la géométrie du cornet entraînent des modifications sur le diagramme de rayonnement [?]. Les cornets « *ridged horns* » en sont de bons exemples et permettent d'obtenir un diagramme de rayonnement uniforme sur la bande de fréquence en simulant une ouverture stable sur la bande de fréquence.

Cette antenne a un gain important qui augmente avec la fréquence (gain à ouverture constante). La profondeur du cornet dépend de la zone de transition qui permet d'adapter la ligne de transmission à l'impédance de l'espace libre $Z_0 = 377\Omega$; elle est généralement de l'ordre de la longueur d'onde à la fréquence basse de la bande passante. La Fig. 2.19 montre une antenne *ridged horn* ainsi que l'amplitude de son coefficient de réflexion.

Ces antennes sont moyennement dispersives. La Fig. 2.20 présente le diagramme de rayonnement directif et l'impulsion rayonnée par l'antenne *ridged horn*.

Les antennes cornets sont utilisées en réseau pour leur forte directivité et leurs

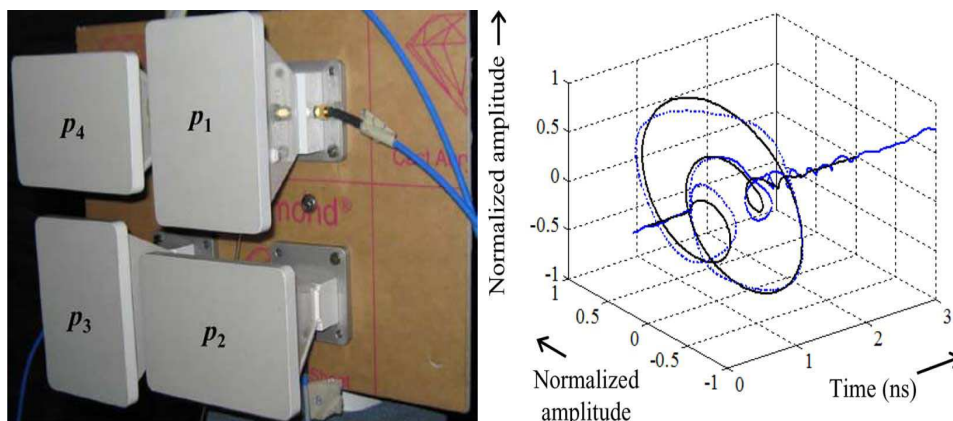


FIGURE 2.21 – Géométrie et réponse temporelle d'un réseau d'antennes cornets avec une polarisation circulaire

bonnes caractéristiques temporelles. Ce type d'antenne est couramment utilisé dans les réseaux ULB à rayonnement d'impulsion à polarisation circulaire. En régime fréquentiel une onde circulaire est obtenue en alimentant deux antennes adjacentes avec une polarisation orthogonale et des signaux en quadrature de phase. Dans le domaine temporel ces principes doivent être respectés mais les signaux en quadrature de phase sont plus difficiles à réaliser en raison de la large bande passante. Dans [?] un réseau ULB avec polarisation circulaire en régime impulsionnel est réalisé. Les signaux sur les antennes qui ont une polarisation orthogonale sont les dérivées des signaux des antennes initiales. On obtient ainsi une impulsion rayonnée avec une polarisation circulaire. La Fig. 2.21 montre la géométrie du réseau créé à partir de quatre antennes cornets afin d'obtenir cette polarisation. Il faut noter que p_1 et p_3 sont polarisées horizontalement et p_2, p_4 verticalement. L'impulsion obtenue est circulaire et peu dispersive dans la direction principale de rayonnement. L'utilisation de radar large bande à polarisation circulaire améliore les performances pour le suivi de cibles complexes (tels qu'un être humain) en réduisant les fluctuations de la RCS des cibles.

Néanmoins la grande dimension de l'ouverture ne permet pas de les utiliser sur une grande bande de fréquence sans voir l'apparition prématurée de lobes de réseau.

2.5.3 Les antennes *Suspended Plate*

Les antennes *Suspended Plate* (SP) ou plaques suspendues se déclinent avec deux formes d'alimentation différentes : alimentation par sonde coaxiale ou par sonde capacitive. Elles ont une bande passante relative supérieure à 20% et peuvent atteindre plus d'une octave.

L'antenne *Suspended Plate* alimentée par sonde coaxiale est constituée d'un patch suspendu sur un mur métallique dont la forme peut varier [?, ?], ce dernier étant connecté avec la sonde coaxiale. Afin d'augmenter la bande passante,

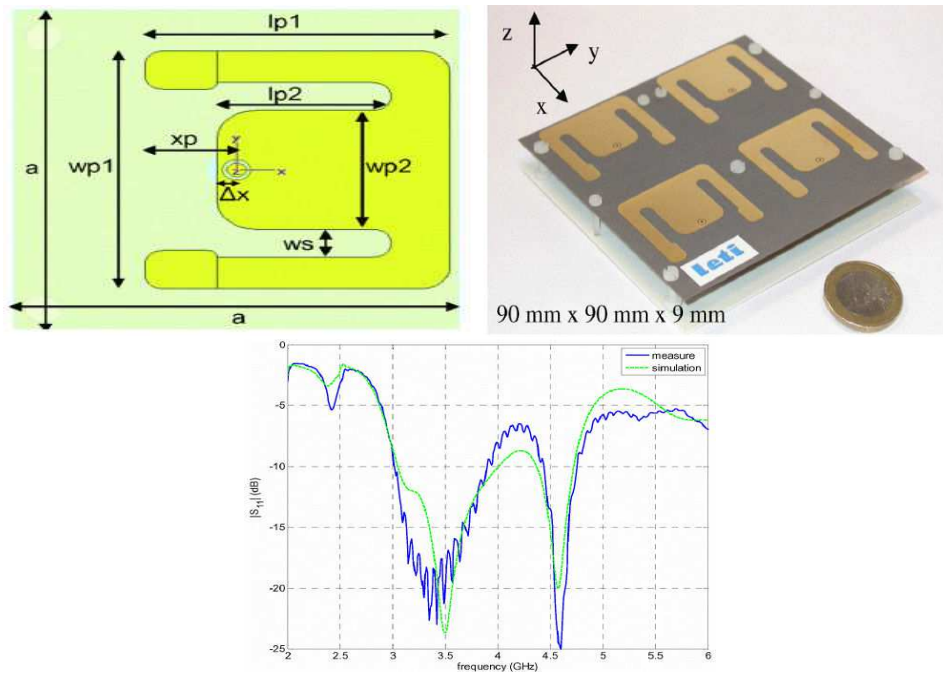


FIGURE 2.22 – Géométrie de l'antenne *Suspended Plate* E-patch seul, prototype et amplitude du coefficient de réflexion du réseau constitué de quatre éléments et de son diviseur de puissance

le patch et l'alimentation sont modifiables. Généralement ces structures permettent d'obtenir des éléments rayonnant sur plus d'une octave.

Malheureusement ces structures ayant un mur métallique au niveau de l'alimentation ont un diagramme de rayonnement qui varie fortement avec la fréquence de fonctionnement [?].

Cependant, dans cette famille d'antenne nous trouvons des éléments qui sont alimentés uniquement par sonde coaxiale et dont le mur métallique au niveau de l'alimentation est absent. Afin de conserver une bande passante suffisante, les patches ont dû faire l'objet d'une attention particulière dans leur conception et leur optimisation : des fentes sont ajoutées sur le patch afin de compenser l'effet capacitif de l'alimentation (patch en forme de E). A la clé un rayonnement stable sur la bande de fréquence et une bonne réponse temporelle sont obtenus. La mise en réseau contribue à stabiliser encore mieux le diagramme de rayonnement. La hauteur sur plan de masse est intéressante dans le cadre de nos applications car elle n'excède pas $\lambda/10$. De plus il s'agit d'une structure intégrable dans un réseau et pouvant rayonner des impulsions de bonne qualité [?].

La Fig. 2.22 montre un prototype de patch en E alimenté par sonde coaxiale ainsi que sa mise en réseau et son coefficient de réflexion. Une bande passante de 3.1 à 5.1 GHz est obtenue pour l'élément en réseau intégrant son circuit d'alimentation. Ce type d'antenne est utilisé pour des télécommunications à très haut débit entre stations de base.

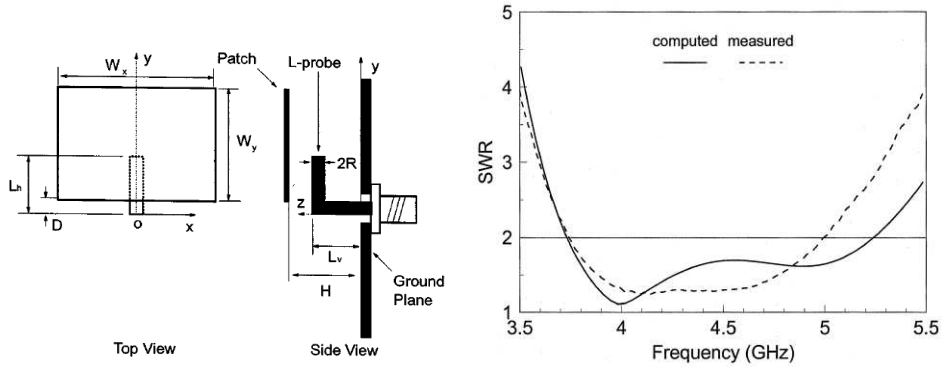


FIGURE 2.23 – Géométrie et rapport d'ondes stationnaires de l'antenne *Suspended Plate* alimentée par sonde capacitive en L

L'antenne *Suspended Plate* alimentée par sonde capacitive est proche de l'antenne précédente. La principale différence réside dans son mode d'alimentation : le patch est alimenté et suspendu au dessus d'une sonde capacitive. La structure du patch et de la sonde sont les principaux paramètres pour augmenter la bande passante.

La Fig. 2.23 montre un des premiers prototypes d'une antenne *Suspended Plate* alimentée par sonde capacitive en L et son rapport d'ondes stationnaires [?]. Comme le montre cette figure, l'antenne a une bande passante assez faible de 30%, néanmoins son alimentation, son rayonnement et sa hauteur sur plan de masse en ont fait un bon élément de départ pour le design d'une antenne répondant au critère d'élément ULB faible épaisseur.

Ces structures ont un diagramme de rayonnement qui varie faiblement sur la bande passante et leur confère ainsi de bonnes propriétés temporelles.

La Fig. 2.24 représente un prototype d'antenne *Suspended Plate* large bande. Son patch triangulaire ainsi que sa sonde en F conduisent à une bande passante de 69%. Son rayonnement stable sur la bande passante permet d'obtenir un bon rayonnement impulsionnel.

La hauteur sur plan de masse est de l'ordre de $\lambda/7$. Cette structure peut avoir une bande passante de plus d'une octave et permet de couvrir la bande allouée par la FCC [?, ?, ?, ?].

Quelque soit le système d'alimentation les antennes SP proposent une bande passante limitée mais une réponse temporelle acceptable. De plus elles peuvent être placées en réseau et présentent un faible couplage entre elles. En revanche, ces structures comportent un nombre important de paramètres à ajuster ce qui complique leur optimisation. Il en découle une réalisation difficile et des problèmes de rigidité de la structure qui peuvent modifier le comportement de l'antenne, surtout sur des systèmes mobiles où des vibrations sont présentes.

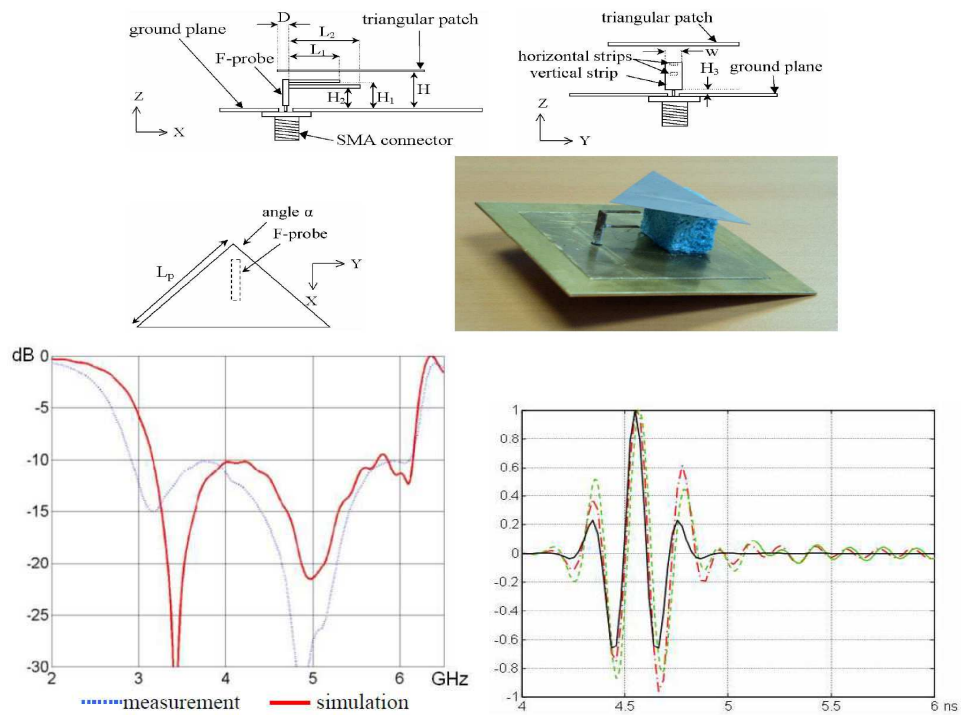


FIGURE 2.24 – Géométrie, amplitude du coefficient de réflexion et réponse impulsionnelle de l'antenne *Suspended Plate* triangulaire alimentée par sonde capacitive en F

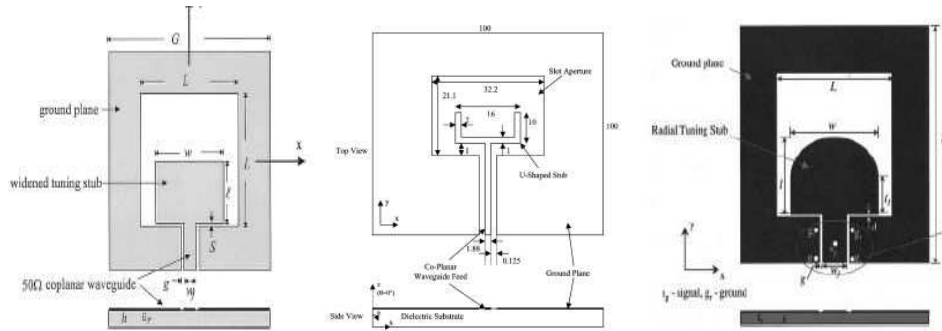


FIGURE 2.25 – Géométries des antennes grandes fentes avec les différents stubs d'alimentation

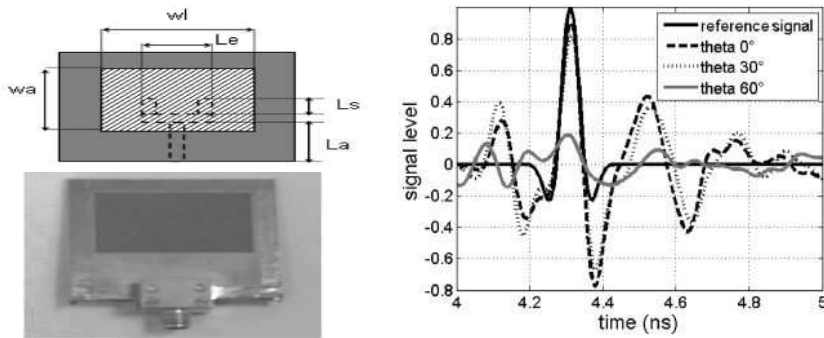


FIGURE 2.26 – Géométrie et réponse temporelle d'une antenne grande fente

2.5.4 Les antennes grandes fentes

Les antennes grandes fentes ou *Wide Slot Antennas* sont des éléments rayonnants planaires, légers, ULB ayant une bonne réponse temporelle et faciles à intégrer dans des cartes électroniques. Ces antennes sont constituées d'une grande fente découpée dans un plan de masse métallique et elles sont alimentées par un stub qui peut prendre différentes formes afin d'ajuster la bande passante et la pureté de polarisation [?, ?]. La Fig. 2.25 présente les différentes formes de stubs : carré, radial, en U.

Différentes lignes d'alimentation peuvent être utilisées : coplanaire, microstrip, stripline. Mais il est préférable d'utiliser la ligne coplanaire car la ligne et la fente sont sur la même couche métallique, évitant ainsi des erreurs de positionnement lors du processus de réalisation.

La largeur des plans de masse permet de modifier la directivité des antennes [?]. La Fig. 2.26 présente un prototype d'antenne grande fente alimentée par ligne stripline optimisée pour la bande FCC et le rayonnement d'impulsions.

Comparées aux antennes omnidirectionnelles, leur configuration permet de les intégrer dans des réseaux linéaires mais aussi planaires [?]. La Fig. 2.27 présente un réseau planaire d'antennes grandes fentes utilisé pour les systèmes radar maritime.

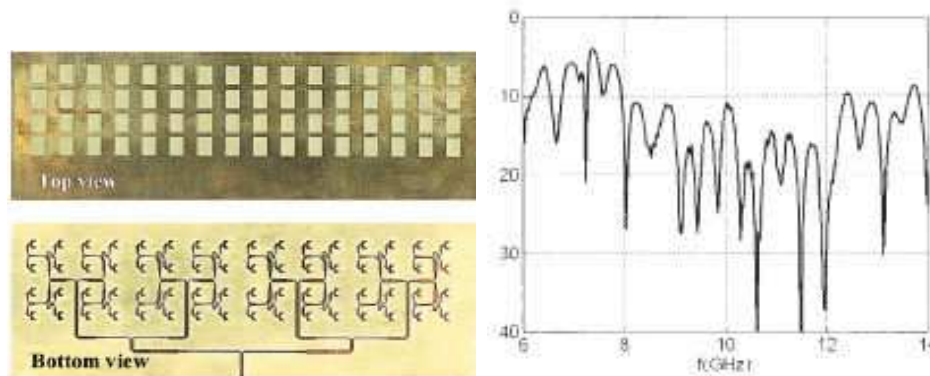


FIGURE 2.27 – Géométrie et amplitude du coefficient de réflexion, d'un réseau d'antennes grandes fentes

Il s'agit d'une antenne faible coût car le réseau d'alimentation fait partie intégrante de l'antenne.

Ces antennes sont réputées pour avoir un rayonnement bi-directif. L'ajout d'une surface réfléchissante derrière une des faces de ces antennes diminue fortement le rayonnement arrière et rend le rayonnement hémisphérique. Mais cette transformation, s'accompagne de quelques précautions d'usage que nous allons énoncer dans la section suivante.

2.6 Les antennes sur réflecteur

Les antennes sur réflecteur sont utilisées depuis la découverte de la propagation des ondes électromagnétiques en 1888 par Hertz. L'utilisation de réflecteur fut motivée pour maximiser le gain de l'antenne dans des applications telles que la radioastronomie et les communications via satellites. Bien que les réflecteurs ont plusieurs formes géométriques, les plus populaires sont les réflecteurs plan, en coin et courbés (plus précisément les paraboles). Dans cette section nous nous intéresserons aux réflecteurs plans sans et avec métamatériaux car ce sont des surfaces réfléchissantes qui ont un faible encombrement comparées aux réflecteurs coins et courbés qui sont utilisés dans le domaine de l'ULB.

2.6.1 Les antennes sur réflecteur

Les caractéristiques de rayonnement d'antennes placées directement à proximité d'une surface réfléchissante sont significativement altérées. Cette altération provient de l'énergie réfléchi sur la surface conductrice vers la source. Pour obtenir une structure à rayonnement hémisphérique correctement adaptée à partir d'une antenne qui est omnidirectionnelle ou bidirectionnelle, une solution consiste à placer l'élément rayonnant à un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) d'un réflecteur. Selon le principe de la théorie des images, à cette distance l'onde est réfléchi en opposition de phase sur

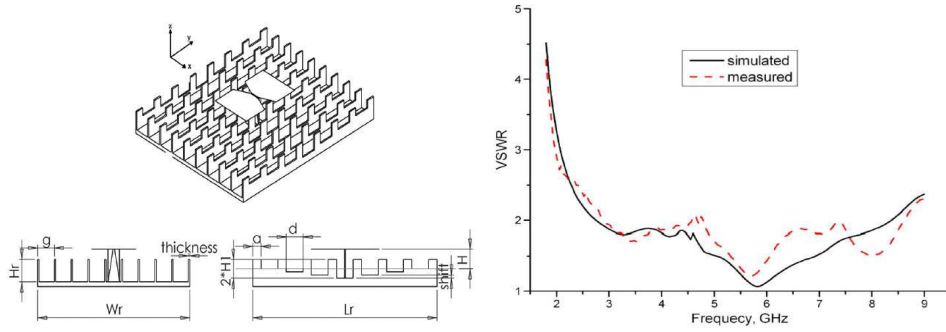


FIGURE 2.28 – Configuration et rapport d'onde stationnaire de la structure utilisant un plan réflecteur strié avec sa source primaire

le plan métallique et se recombine de manière constructive avec la source (la source et l'image émettent en phase). Généralement cette solution produit des structures plutôt épaisses comparées à notre demande et réduit la bande passante des éléments utilisés [?].

En ULB, de nouveaux réflecteurs utilisant des techniques innovantes sont recherchés. Une approche consiste à utiliser des réflecteurs striés [?]. Ces réflecteurs permettent de conserver une meilleure bande passante comparée à celles des réflecteurs plans usuels. La disposition des striures est rigoureusement étudiée en fonction de la bande de fréquence, du rayonnement et de la polarisation de l'antenne. L'utilisation de ce type de réflecteur avec un dipôle ULB comme source primaire a permis d'obtenir une antenne de 21mm d'épaisseur ($\lambda/5.2$) pour une bande passante de 100.9%. Cette antenne possède un rayonnement hémisphérique stable avec un gain supérieur à 6 dBi dans sa bande de fonctionnement. La Fig. 2.28 montre la structure du réflecteur strié ainsi que le positionnement de la source primaire : le dipôle ULB.

2.6.2 Les antennes sur réflecteur à base de métamatériaux

Afin d'améliorer les performances d'une antenne directive en termes de bande passante et d'épaisseur, une solution consiste à utiliser des nouveaux réflecteurs à base de métamatériaux tels que les surfaces à hautes impédances (SHI).

Une SHI est une structure périodique qui a une propriété particulière : à certaines fréquences l'onde incidente arrivant sur cette surface est totalement réfléchie sans que le champ électrique ne soit déphasé. La phase de conception des SHI est essentielle pour définir la bande de fréquence dans laquelle la phase de l'onde réfléchie varie entre -90° et 90° afin d'avoir des interférences constructives.

La Fig. 2.29 montre la phase du coefficient de réflexion d'une SHI et sa bande de fréquence de fonctionnement.

Dans certains cas, ces SHI sont efficaces sur une octave et permettent d'obtenir des structures ayant une épaisseur au dessus du plan de masse de l'ordre de $\lambda/20$. Cette propriété permet aux SHI d'être placées très proches de l'élément rayonnant

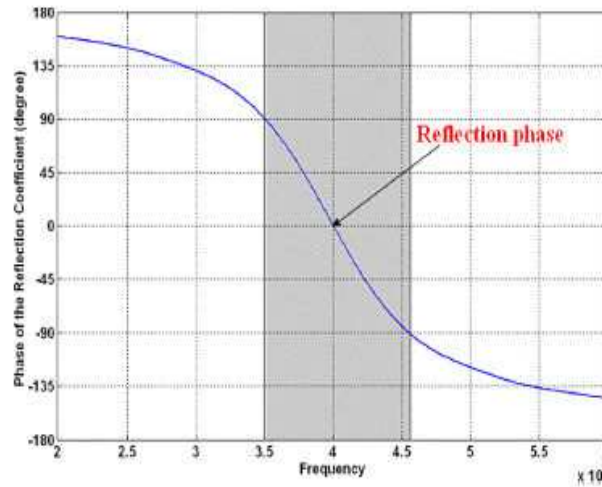


FIGURE 2.29 – Phase du coefficient de réflexion d'une structure SHI et sa bande de fréquence utilisable (zone grisée)

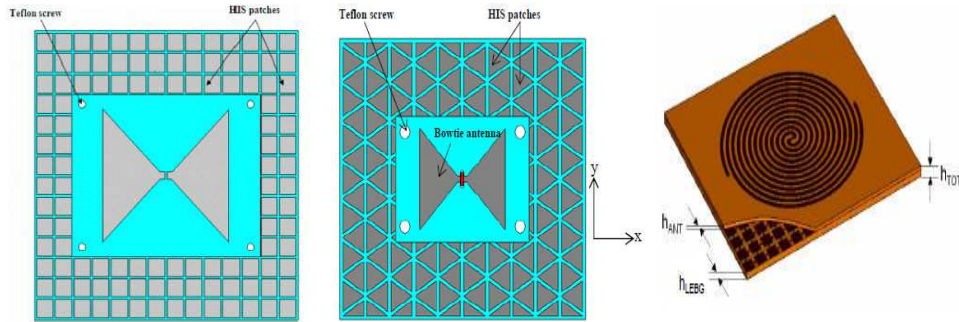


FIGURE 2.30 – Différentes antennes sur SHI : antenne bowtie sur SHI composé d'éléments périodiques carrés et triangulaires, antenne spirale d'Archimède sur SHI composé d'éléments carrés chargés résistivement

comme un réflecteur [?, ?, ?].

Certaines SHI sont composées d'éléments périodiques chargés avec des impédances permettant de réduire les courants de surface de manière significative et d'obtenir un rayonnement directif sur une grande bande passante. Ces antennes présentent une épaisseur sur plan de masse très faible ($\lambda/60$ à la fréquence la plus basse) mais un faible gain également[?]. Différentes antennes sur SHI sont montrées sur la Fig. 2.30.

2.7 Synthèse et conclusions de l'état de l'art

Dans cet état de l'art nous avons vu la mise en réseau de différentes antennes ULB. Le tableau 2.1 présente brièvement un récapitulatif des principales propriétés

Antennes	Bande passante	Rayonnement	épaisseur	polarisation
Cornet	10 :1	directif	λ	linéaire circulaire
Vivaldi (TSA)	10 :1	directif	$\lambda/2$	linéaire circulaire
Dipôle monopole	3 :1	omnidirectionnelle bidirectionnelle	selon réflecteur	linéaire
biconique	10 :1	omnidirectionnelle bidirectionnelle	selon réflecteur	linéaire
Wide Slot Antennas	3 :1	omnidirectionnelle bidirectionnelle	selon réflecteur	linéaire
Suspended Plate	2 :1	directif	$\lambda/10$	linéaire
Reflecteur	selon l'élément	directif	$\lambda/4$	selon l'élément
Réflecteur SHI	selon l'élément	directif	$\lambda/20$	selon l'élément
Réflecteur SHI résistif	selon l'élément	directif	$\lambda/60$	selon l'élément

TABLE 2.1 – Récapitulatif des Antennes ULB pour application réseau sur plan de masse

des antennes étudiées et de leurs épaisseurs au dessus du plan de masse. La polarisation donnée est liée à l'élément mais aussi à la configuration du réseau. En comparant l'épaisseur de chaque antenne et la bande passante on constate que cette dernière se dégrade avec la proximité d'un plan de masse. Il apparaît clairement qu'un compromis devra être fait entre ces deux paramètres lors de la conception de l'antenne.

Selon le cahier des charges présenté dans l'introduction générale et dans la section 2.3 et bien qu'elles soient particulièrement bien adaptées à la mise en réseau sur une large bande passante, les antennes cornets et les antennes à transition progressive sont à écarter car trop encombrantes et ne permettent pas d'obtenir des antennes de faible épaisseur.

Les antennes *Suspended Plates* ont un encombrement sur plan de masse faible mais leur rigidité, la complexité de la conception et leur bande passante sont une limite à leur usage. Néanmoins elles conservent de bonnes propriétés temporelles et leur mise en réseau est réalisable.

L'utilisation de réflecteur conserve les propriétés de l'antenne et est appropriée pour obtenir un rayonnement hémisphérique à partir d'antennes omnidirectionnelles ou bidirectionnelles mais la hauteur de $\lambda/4$ sur un plan métallique reste assez grande et une hauteur inférieure à cette distance réduit la bande passante et dégrade le rayonnement des antennes. Néanmoins, l'utilisation de SHI comme réflecteur est une solution pour réduire cette distance mais leur bande passante est restreinte. Quant aux SHI chargées résistivement, elles restent une très bonne alternative pour obtenir des éléments extrêmement fins sur plan métallique mais entraînent une faible efficacité des antennes.

Comme nous l'avons expliqué au début de ce chapitre, la réponse temporelle des antennes ULB dépend de la géométrie de l'antenne et non pas de sa bande passante. C'est pour cette raison que nous avons écarté toutes les antennes indépendantes de la fréquence : équiangulaire (type antenne Archimède) ou antenne log-périodique, pour éviter les problèmes de distorsion et de dispersion découlant de leur géométrie.

Avant de concevoir une antenne réseau ULB de faible épaisseur, il faut se pencher sur la théorie des réseaux afin d'identifier les verrous à la réalisation et de cerner les limites de fonctionnement des réseaux sur une très large bande de fréquence. Dans le chapitre suivant nous allons analyser les effets du facteur de réseau dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.

Théorie des réseaux d'antenne

Ultra Large Bande

Sommaire

3.1	Théorie des points sources	48
3.1.1	Points sources équiampplitudes et équiphasés	48
3.1.2	Points sources équiampplitudes et déphasés de 180°	49
3.2	Principe de multiplication du diagramme	51
3.3	Théorie des réseaux linéaires de n éléments	52
3.3.1	Réseau linéaire à émission transversale	54
3.3.2	Réseau linéaire à émission longitudinale	55
3.3.3	Réseau linéaire à commande de phase	56
3.3.4	Effet de l'espacement d entre les éléments	56
3.3.5	Réseau linéaire de n éléments : représentation tridimensionnelle	57
3.4	Théorie des réseaux plans de $n \times p$ éléments	58
3.5	Facteur de réseau multifréquence	60
3.6	Facteur de réseau ULB dans le domaine temporel	63
3.7	Eléments de conclusions sur le facteur de réseau	69

Depuis que les USA ont autorisé la bande 3.1-10.6GHz pour les communications sans fil, plusieurs applications dans le domaine des télécommunications et des capteurs ont vu le jour. Toutes ces applications ont en commun l'étalement de l'énergie sur tout le spectre des fréquences utilisables avec une limite de -41.25 dB/MHz. Ces systèmes sont donc limités par cette restriction en puissance qui protège les autres systèmes occupant cette bande de fréquence des interférences.

Dans la bande FCC, certaines applications peuvent nécessiter l'utilisation d'antennes plus directives. Les antennes réseaux à base d'éléments planaires présentent l'avantage d'une taille réduite suivant une dimension. En conséquence, à PIRE constante afin de respecter les restrictions d'émission liées à la réglementation FCC, la puissance incidente nécessaire pour alimenter le réseau est moins importante que celle nécessaire à alimenter un élément seul. De plus l'effet réseau permet de focaliser l'énergie dans une zone précise et réduit le risque de trajets multiples et contribue à augmenter la robustesse de la liaison de communication. Enfin la mise en réseau permet d'exploiter d'autres propriétés telles que la diversité de rayonnement et le *beamforming* (modification de directivité et reconfigurabilité des lobes de rayonnement).

Dans cette partie, la théorie du facteur de réseau est rappelée et analysée dans le domaine fréquentiel en partant de la théorie des points sources jusqu'au réseau linéaire et planaire. La connaissance des caractéristiques fréquentielles est complétée par l'analyse du rayonnement impulsionnel des réseaux larges bandes. Les caractéristiques temporelles sont obtenues par transformée de Fourier inverse du facteur de réseau sur une large bande de fréquence dans chaque direction de l'espace (θ, ϕ) et sont analysées.

3.1 Théorie des points sources

Le point source est une manière simple et néanmoins précise pour modéliser les propriétés radioélectriques d'une antenne réseau.

Dans la suite de l'étude nous utilisons les points sources (même amplitude dans toutes les directions θ et ϕ) pour deux lois de phase distinctes : équiphasé, ou déphasage de 180° .

3.1.1 Points sources équiampitudes et équiphasés

Considérons deux points sources équiampitudes, équiphasés et séparés par une distance d sur l'axe y comme indiqué dans la Fig.3.1. L'expression complexe $E(\theta)$ du champ lointain dans le plan où nous observons l'effet du réseau ($\phi = 90^\circ$) s'exprime :

$$\underline{E}(\theta) = A_0 e^{-j.k.d.\sin(\theta)/2} + A_0 e^{j.k.d.\sin(\theta)/2} \quad (3.1)$$

où

- A_0 est l'amplitude des sources,
- k est la constante de propagation définie par $2\pi f/(c\sqrt{\epsilon_r})$.

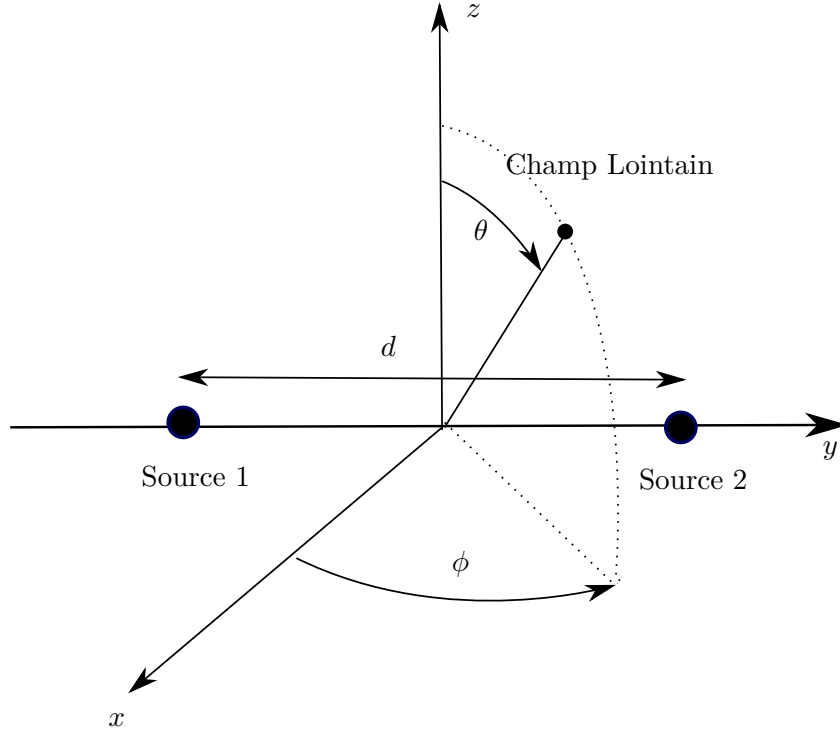


FIGURE 3.1 – Configuration d'un réseau linéaire constitué de deux sources isotropes

De l'Eq.3.1, nous observons que la source 1 est retardée de $k.d.\sin(\theta)/2$ tandis que la source 2 est avancée de $k.d.\sin(\theta)/2$ et nous pouvons écrire :

$$\underline{E}(\theta) = A_0 \cdot \frac{e^{-\frac{j.k.d.\sin(\theta)}{2}} + e^{\frac{j.k.d.\sin(\theta)}{2}}}{2} = 2.A_0.\cos\left(\frac{k.d.\sin(\theta)}{2}\right) \quad (3.2)$$

La Fig. 3.2 décrit le champ lointain pour deux sources isotropes d'amplitude $A_0 = 1$ et séparées de $d = \lambda/2 = c/(2f)$. Ce diagramme est représenté dans le plan $\phi = 90^\circ$ pour différentes valeurs de θ . L'équation 3.1 est définie pour une référence située au centre du repère entre les deux sources. De plus, quand les sources sont placées dans un réseau linéaire avec la même amplitude et la même phase, le champ résultant maximum est orienté en $\theta = 0^\circ$ sur le plan normal au réseau. Ce type de réseau est nommé réseau à émission transversale (*broadside*).

3.1.2 Points sources équiamplitudes et déphasées de 180°

En considérant les mêmes sources que dans la Fig. 3.1 mais avec un déphasage de 180° , alors le champ résultant selon θ avec une référence de phase prise au centre du réseau est donné par :

$$\underline{E}(\theta) = A_0 e^{-j.k.d.\sin(\theta)/2} - A_0 e^{j.k.d.\sin(\theta)/2} \quad (3.3)$$

(3.3) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\underline{E}(\theta) = j2A_0 \sin(k.d.\sin(\theta)/2) \quad (3.4)$$

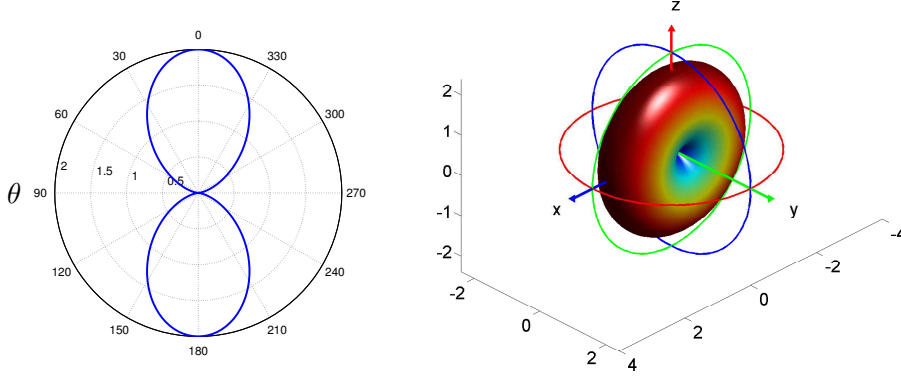


FIGURE 3.2 – Diagramme de rayonnement polaire (plan $\phi = 90^\circ$) et tridimensionnel de deux sources isotropes équiampitudes et équiphases séparées par $d = \lambda/2$

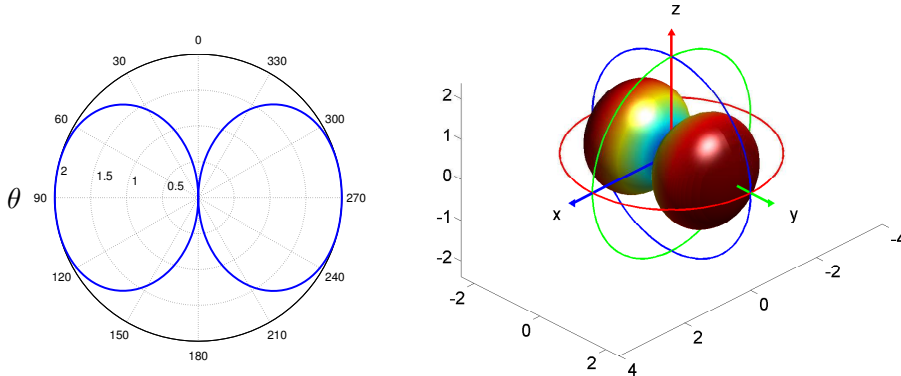
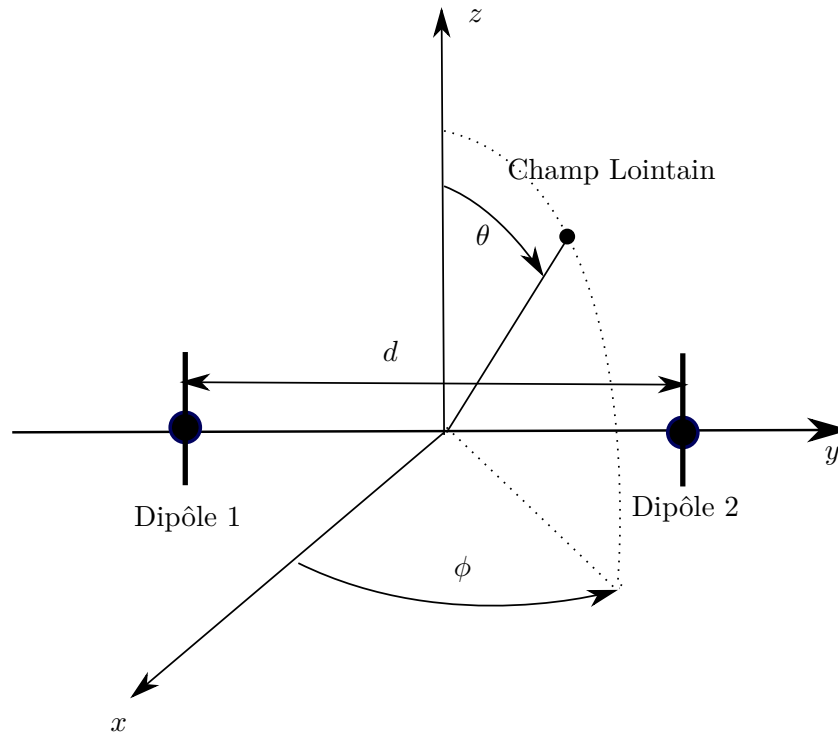


FIGURE 3.3 – Diagramme de rayonnement polaire (plan $\phi = 90^\circ$) et tridimensionnel de deux sources isotropes équiampitudes déphasées de 180° séparées par $d = \lambda/2$

L'Eq. 3.4 montre que le champ est strictement imaginaire. En posant $j A_0 = 1$ et en considérant le cas $d = \lambda/2$, le champ devient :

$$\underline{E}(\theta) = 2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin(\theta)\right) \quad (3.5)$$

La Fig. 3.3 donne le diagramme de champ du réseau obtenu à partir de (3.5). Le champ maximum est suivant l'axe du réseau ($\theta = 90^\circ$ et $\phi = \pm 90^\circ$). Contrairement au réseau à émission transversale de la Fig. 3.2, ce diagramme qui présente un maximum dans la direction du réseau est nommé réseau à émission longitudinale (*end-fire*).

FIGURE 3.4 – Réseau de 2 dipôles infinitésimaux orientés selon l'axe z

3.2 Principe de multiplication du diagramme

Dans la section précédente, les points sources isotropes sont utilisés pour décrire le phénomène de réseau. Afin d'étendre ce concept à une situation plus générale, nous considérons maintenant des sources non isotropes et de diagramme de rayonnement identique.

Ainsi nous considérons un cas de deux dipôles infinitésimaux arrangés dans un réseau linéaire identique à celui de la Fig. 3.1. La nouvelle amplitude du point source est dépendante de l'angle θ [?] :

$$A_0(\theta) = A|\sin(\theta)| \quad (3.6)$$

Cette loi de variation de l'amplitude du point source est typique d'un dipôle infinitésimal orienté selon l'axe z comme nous pouvons le voir dans la Fig. 3.4.

En combinant 3.2 et 3.6 nous obtenons :

$$\underline{E}(\theta) = 2A\sin(\theta)\cos\left(\frac{k.d.\sin(\theta)}{2}\right) \quad (3.7)$$

Ce résultat est équivalent à multiplier le diagramme de rayonnement d'une source par celui de deux points sources isotropes. De la même manière le diagramme de deux dipôles est obtenu facilement en remplaçant l'amplitude par l'expression du diagramme d'un dipôle. Ceci illustre le principe de multiplication du diagramme.

Le principe de multiplication du diagramme stipule que le champ de sources non isotropes mais identiques et non couplé, est le produit du diagramme de la source individuelle par le diagramme du réseau (facteur de réseau) de sources isotropes dans la même configuration (Fig. 3.5) :

$$\underline{E}_{tot}(\theta) = \underline{E} \times \text{facteur de réseau} \quad (3.8)$$

3.3 Théorie des réseaux linéaires de n éléments

Dans la section précédente, le concept de réseau et de facteur de réseau a été introduit. Désormais une forme généralisée du facteur de réseau est considérée pour n éléments.

Ces éléments sont toujours considérés comme des points sources isotropes dans la configuration décrite par la Fig. 3.6. Le facteur de réseau qui est la somme des champs s'écrit :

$$\begin{aligned} \underline{AF} &= E_1 + E_2 + E_3 + E_4 + \dots + E_n \\ &= A_1 + A_2 e^{j\psi} + A_3 e^{j2\psi} + A_4 e^{j3\psi} + \dots + A_n e^{j(n-1)\psi} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Le champ total calculé dans la direction θ dépend du déphasage ψ progressif entre chaque source et du nombre n d'éléments.

Le champ total dans la direction θ , référencé par rapport à la source 1, est donné par son facteur de réseau.

Les sources sont toutes considérées équiampitude et équiphase. L'Eq. 3.9 peut être réarrangée sous la forme :

$$\underline{AF}(f, \theta, n, d, \beta) = \underline{AF}(\psi) = \sum_{m=1}^n A_m e^{j(m-1)\psi} \quad (3.10)$$

avec $A_m = A$ et

$$\begin{aligned} \psi = k d \sin(\theta) + \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) + \beta \\ &= \frac{2\pi f}{c_0} d \sin(\theta) + \beta \end{aligned} \quad (3.11)$$

Afin d'obtenir une forme trigonométrique, on multiplie l'Eq. 3.9 par $e^{j\psi}$ pour obtenir l'écriture suivante :

$$e^{j\psi} \underline{AF}(\psi) = A(e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + e^{j4\psi} + \dots + e^{jn\psi}) \quad (3.12)$$

En soustrayant 3.12 à 3.9 et en divisant par $A(1 - e^{j\psi})$ nous obtenons :

$$\begin{aligned} \underline{AF}(\psi) &= \frac{1 - e^{jn\psi}}{1 - e^{j\psi}} \\ &= \frac{e^{jn\psi/2} e^{jn\psi/2} - e^{-jn\psi}}{e^{j\psi/2} e^{j\psi/2} - e^{-j\psi}} \\ &= e^{j(n-1)\psi/2} \frac{\sin(n\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

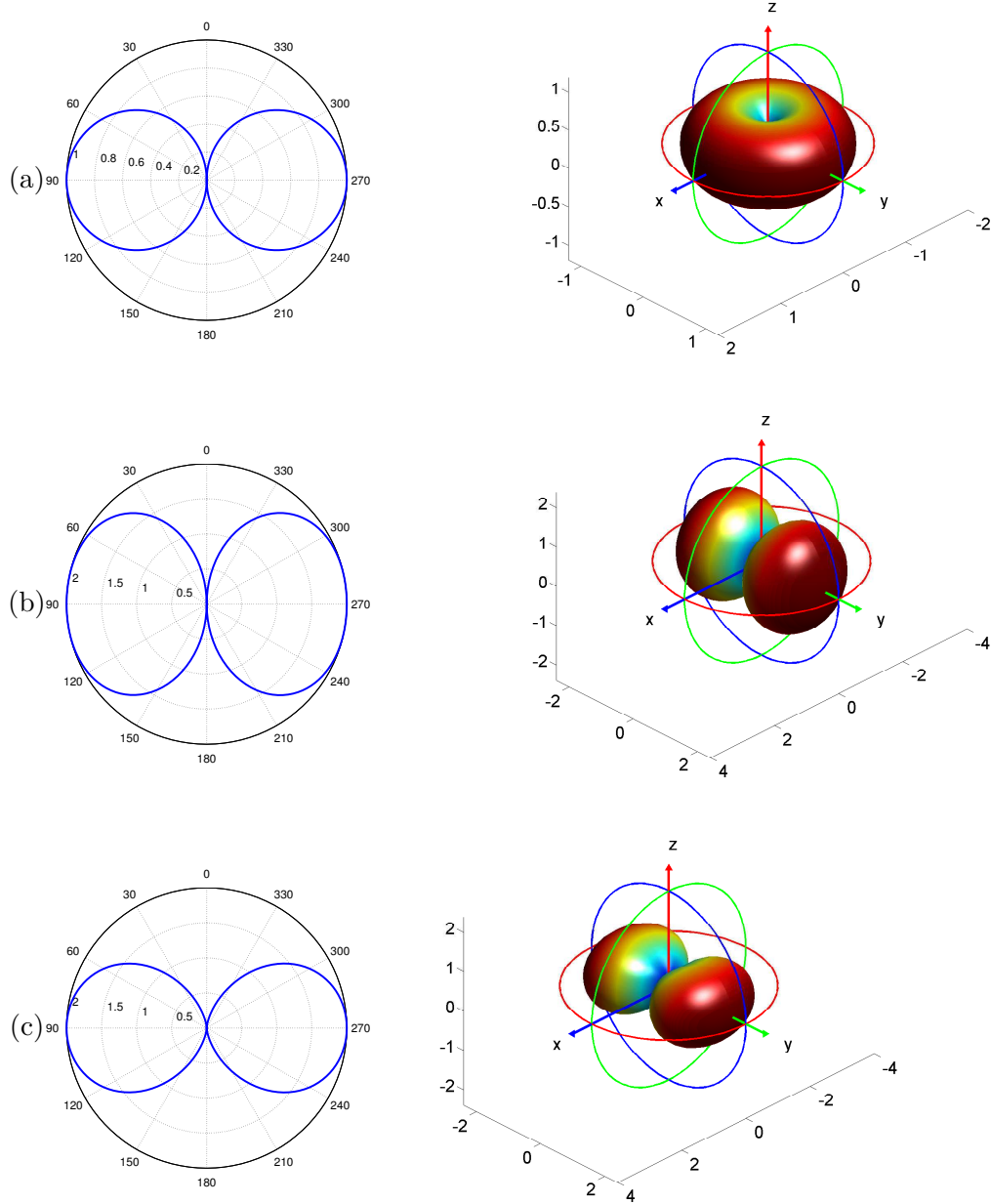
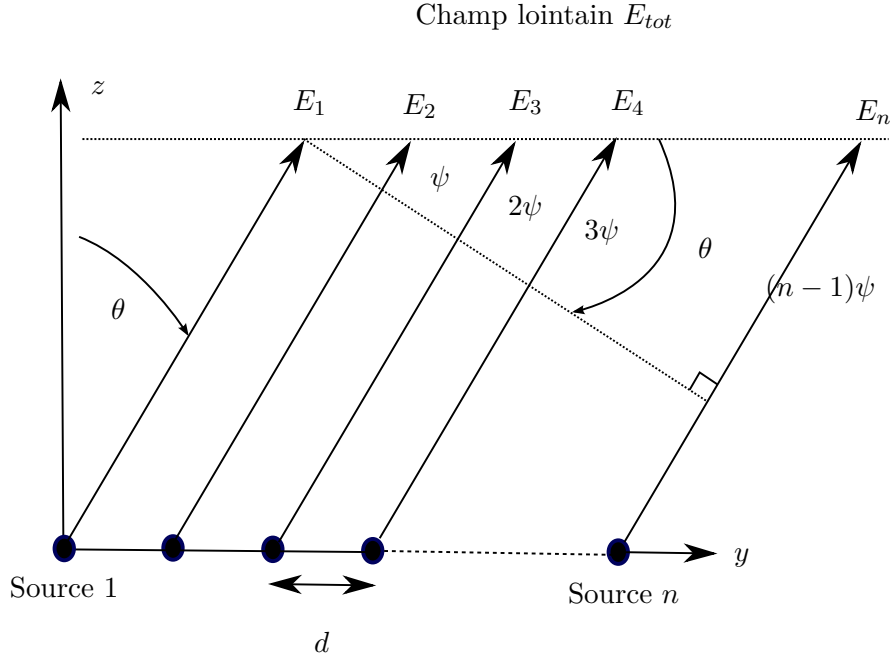


FIGURE 3.5 – Exemple de multiplication du diagramme. (a) diagramme de rayonnement d'un dipôle ; (b) facteur de réseau de deux points sources isotropes séparés par $d = \lambda/2$ et déphasés de 180° ; (c) diagramme de rayonnement de 2 dipôles obtenu par multiplication du diagramme du dipôle et du facteur de réseau dans le plan $\phi = 90^\circ$.

FIGURE 3.6 – Réseau linéaire de n éléments

Si la phase de référence est choisie au centre du réseau, alors le facteur de réseau s'écrit simplement :

$$\underline{AF}(\psi) = \frac{\sin(n\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (3.14)$$

De plus nous pouvons normaliser ce facteur de réseau :

$$\underline{AF_n}(\psi) = \frac{\sin(n\psi/2)}{n \sin(\psi/2)} \quad (3.15)$$

Lorsque $\psi \rightarrow 0$ l'équation (3.14) peut être approximée par :

$$\underline{AF}(\psi) = \frac{\sin(n\psi/2)}{\psi/2} \quad (3.16)$$

3.3.1 Réseau linéaire à émission transversale

Dans un réseau à émission transversale de n sources isotropes, le diagramme de rayonnement est perpendiculaire au plan du réseau en $\theta = 0^\circ$. L'amplitude et la phase de chaque élément sont alors égales. Le déphasage ψ se réduit alors à :

$$\psi = k d \sin(\theta) \quad (3.17)$$

La valeur maximale du champ est obtenue lorsque $\psi = 0$ dans 3.11, ce qui se produit lorsque $\theta = m\pi$, avec $m \in \mathbb{N}_0$. Le champ est donc maximum en 0 et π .

La Fig. 3.7 montre le facteur de réseau normalisé pour un réseau à émission transversale de 10 éléments sur l'axe y respectivement espacés de $d = \lambda/4$, $d = \lambda/2$

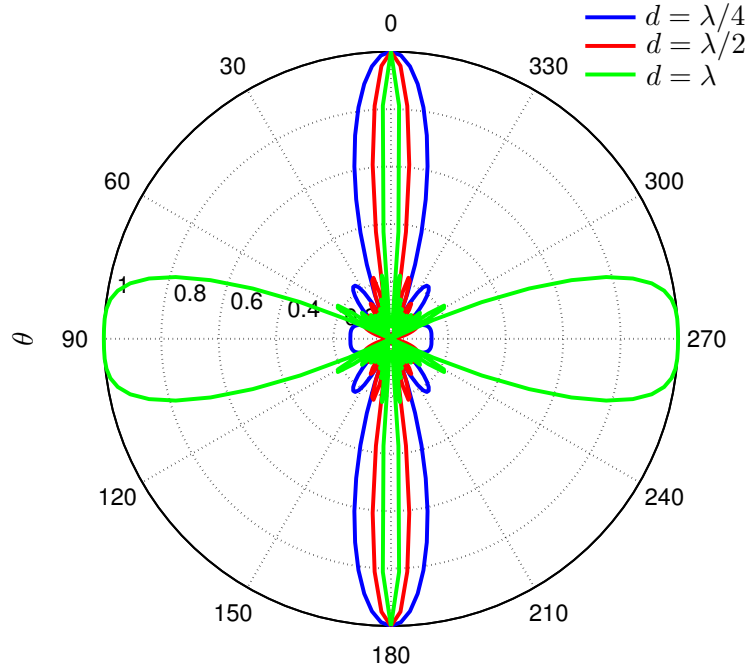


FIGURE 3.7 – Facteur de réseau normalisé d'un réseau linéaire à émission transversale de 10 éléments sur l'axe y espacés de $d = \lambda/4$, $d = \lambda/2$ et $d = \lambda$

et $d = \lambda$. Sur cette figure on observe bien que chaque facteur de réseau a un lobe principal perpendiculaire au plan du réseau.

Pour $d = \lambda/4$ et $\lambda/2$ nous obtenons les lobes principaux dans les directions $\theta = 0^\circ$ et 180° . Plus on augmente la distance inter-élément et plus l'ouverture des lobes principaux est réduite.

En revanche pour $d = \lambda$, l'amplitude maximale des lobes secondaires est la même que celle du lobe principal en $\theta = 90^\circ$ et 270° . Ces lobes secondaires sont connus sous le nom de lobes de réseau.

3.3.2 Réseau linéaire à émission longitudinale

Dans un réseau à émission longitudinale, les lobes principaux sont dans le même plan que le réseau.

Dans ce cas on souhaite $\psi = 0$ lorsque $\theta = (2m + 1)\pi/2$, avec $m \in \mathbb{N}$ et ainsi $\beta = -kd$. Donc pour obtenir un réseau linéaire à émission longitudinale, il faut que la différence de phase entre les éléments adjacents soit retardée de β .

La Fig. 3.8 montre le facteur de réseau normalisé d'un réseau linéaire à émission longitudinal de 10 éléments espacés respectivement de $d = \lambda/4$, $d = \lambda/2$ et $d = \lambda$.

Lorsque $d = \lambda/4$ le facteur de réseau crée un rayonnement hémisphérique dans la direction $\theta = 90^\circ$. On précise que si la loi de phase est opposée ($\beta = kd$) alors la direction du lobe principal est dans la direction opposée ($\theta = 270^\circ$). Lorsque

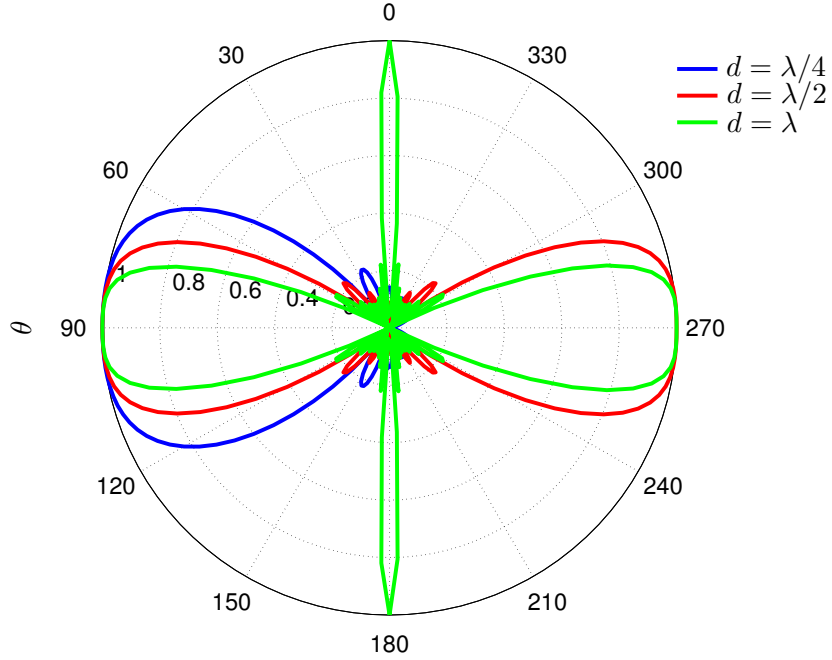


FIGURE 3.8 – Facteur de réseau normalisé d'un réseau linéaire à émission longitudinale de 10 éléments sur l'axe y espacés de $d = \lambda/4$, $d = \lambda/2$ et $d = \lambda$

$d \geq \lambda/2$ le diagramme de rayonnement est bidirectionnel dans les directions longitudinales ($\theta = 90^\circ$ et 270°). En revanche pour $d = \lambda$ alors nous obtenons les lobes principaux toujours dans les directions longitudinales mais aussi dans les directions transversales ($\theta = 0^\circ$ et 180°).

3.3.3 Réseau linéaire à commande de phase

Nous avons vu précédemment comment obtenir des rayonnements différents : réseau à émission longitudinale ou transversale en modifiant la loi de phase entre les éléments adjacents. Mais il est aussi possible d'obtenir d'autres directions d'émission/réception privilégiées en résolvant (3.18).

$$\psi = kdsin(\theta_0) + \beta = 0 \quad (3.18)$$

Dans ces conditions, si nous voulons pointer le lobe principal en θ_0 il suffit d'avoir $\beta = -kdsin(\theta_0)$.

3.3.4 Effet de l'espacement d entre les éléments

Dans un réseau phasé, il est impératif d'éliminer les lobes de réseau car ils réduisent la puissance affectée au lobe principal et diminuent de ce fait le gain effectif du réseau.

Ces lobes de réseau interviennent lorsque les éléments sont placés à une certaine distance les uns des autres. Dans un réseau phasé le facteur de réseau s'exprime :

$$\underline{AF}(\theta) = \sum_{m=1}^n e^{j(m-1)k d(\sin\theta - \sin\theta_0)} \quad (3.19)$$

Le maximum du facteur de réseau est obtenu lorsque l'argument est égal à 0 soit lorsque $\theta = \theta_0$. Cette situation peut aussi se reproduire sur d'autres angles θ_r lorsque l'argument est un multiple de 2π :

$$kd(\sin\theta_0 - \sin\theta_r) = 2l\pi \quad (3.20)$$

où

$$\frac{d}{\lambda}(\sin\theta_0 - \sin\theta_r) = l \quad (3.21)$$

avec $l = \pm 1, \pm 2, \dots$ et θ_r l'angle où se crée les lobes de réseau. On obtient pour l'expression de θ_r :

$$\theta_r = \sin^{-1} \left(\sin\theta_0 - l \frac{\lambda}{d} \right) \quad (3.22)$$

Les premiers lobes de réseau apparaissent pour $l = \pm 1$. Pour éviter les lobes de réseau, il faut que θ_r n'existe pas pour aucune valeur de $\theta_0 \in [-90^\circ, 90^\circ]$. Les cas les plus défavorables arrivent lorsque $\theta_0 = \pm 90^\circ$ et les conditions pour éviter les lobes

de réseaux découlent de l'Eq. 3.22 :
$$\begin{cases} \sin\theta_0 \pm \frac{\lambda}{d} > 1 \\ \sin\theta_0 \pm \frac{\lambda}{d} < -1 \end{cases}$$

et dans un cas plus général :

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin|\theta_0|} \quad (3.23)$$

Il est intéressant de constater que l'apparition des lobes de réseau n'est pas en fonction du nombre d'élément n , mais de la distance d les séparant. Le cas limite pour ne pas obtenir de lobes de réseau est :

$$d < \frac{\lambda}{2} \quad (3.24)$$

La Fig. 3.9 montre l'angle θ_0 que l'on puisse pointer avec le lobe principal, afin d'éviter la formation de lobes de réseaux, en fonction de la variation de d/λ .

3.3.5 Réseau linéaire de n éléments : représentation tridimensionnelle

Désormais nous nous intéressons au facteur de réseau tri-dimensionnel. On considère un réseau linéaire isotrope de n éléments positionnés sur l'axe y et séparés par une distance d comme indiqué précédemment sur la Fig. 3.6.

Son facteur de réseau est identique à celui précédemment utilisé dans l'Eq. 3.10. Afin d'obtenir les caractéristiques tri-dimensionnelles de ce réseau, il suffit de faire

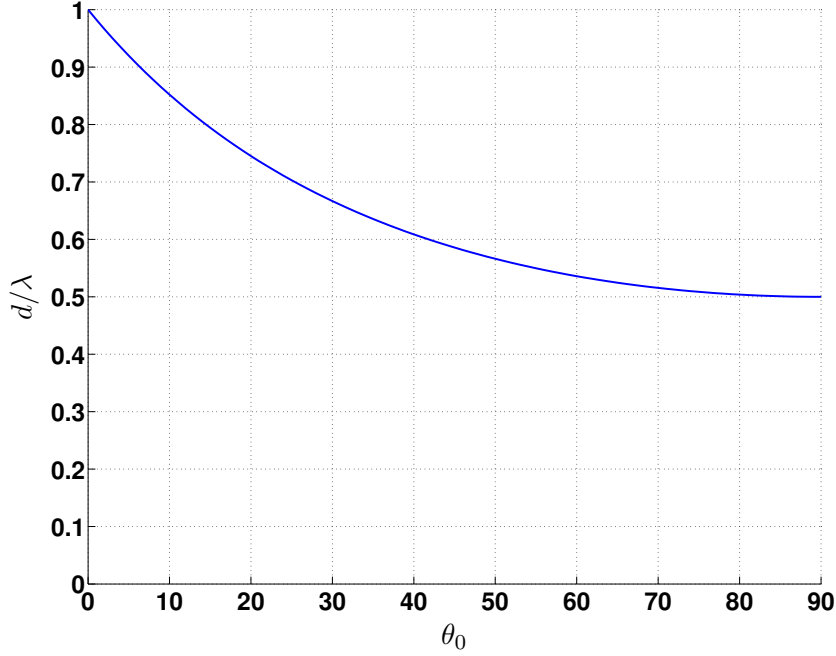


FIGURE 3.9 – Espace inter-élément maximal normalisé par rapport à la longueur d'onde d/λ en fonction de l'angle de dépointage θ_0

le produit du vecteur unitaire selon l'axe du réseau avec le vecteur de la direction d'observation :

$$\vec{a}_y \vec{a}_r = \vec{a}_y (\vec{a}_x \sin\theta \cos\phi + \vec{a}_y \sin\theta \sin\phi + \vec{a}_z \cos\theta = \sin\theta \sin\phi) \quad (3.25)$$

Le facteur de réseau tridimensionnel s'écrit ainsi :

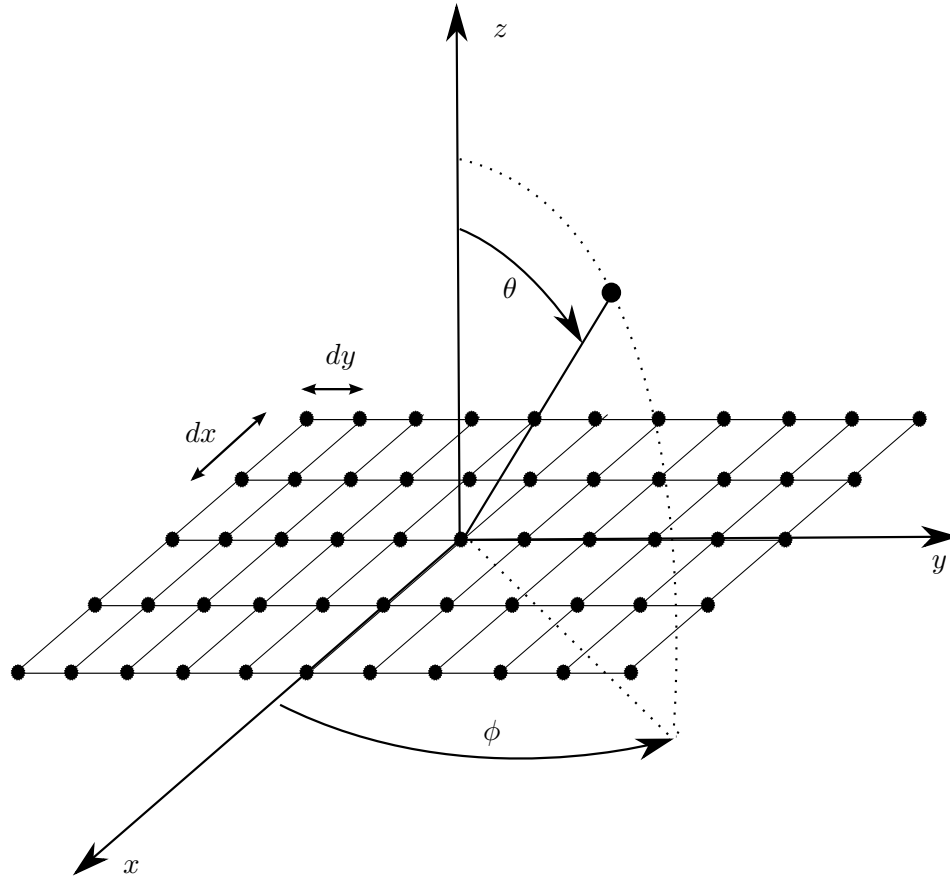
$$\underline{AF}(f, \theta, n, d, \beta) = \sum_{m=1}^n e^{j(m-1)(k d \sin\theta \sin\phi + \beta)} \quad (3.26)$$

Un placement des éléments dans la direction x , y ou z ne modifie en rien les caractéristiques du réseau même si son expression mathématique est différente.

3.4 Théorie des réseaux planaires de $n \times p$ éléments

Les réseaux planaires sont des réseaux à 2 dimensions qui peuvent être obtenus en arrangeant les éléments sur un plan. Leur forme peut être variable (rectangulaire, circulaire, ...).

De la même manière que les réseaux linéaires, leur phase peut être ajustée afin de pouvoir pointer le lobe principal mais cette fois-ci avec une liberté angulaire supplémentaire : avec un réseau linéaire le dépointage n'est possible que dans l'alignement du réseau, tandis qu'avec un réseau planaire, le lobe principal est capable d'être pointé dans toutes les directions angulaires désirées.

FIGURE 3.10 – Réseau planaire dans le plan xy

Dans le reste de l'étude nous allons considérer le réseau rectangulaire dans le plan xy comme décrit dans la Fig. 3.10.

Le facteur de réseau planaire est obtenu en faisant le produit du facteur de réseau dans la dimension x par celui dans la dimension y . En utilisant le même principe que dans la partie 3.3.5 nous obtenons un réseau planaire de p éléments dans la dimension x et n éléments dans la dimension y dont l'expression du facteur de réseau s'écrit :

$$\underline{AF}(f, \theta, \phi, m, n, dx, dy, \beta_x, \beta_y) = \sum_{m=1}^n e^{j(m-1)(kdsin\theta sin\phi + \beta_y)} \sum_{m=1}^p e^{j(m-1)(kdsin\theta cos\phi + \beta_x)} \quad (3.27)$$

avec dx, dy les distances inter-éléments et β_x, β_y les déphasages progressifs inter-éléments suivant les dimensions x et y .

Comme pour un réseau linéaire, le dépointage du lobe principal en θ_0 et ϕ_0 , se fait en annulant l'argument de chaque exponentielle. D'où :

$$\beta_x = -kdsin\theta_0 cos\phi_0 \quad (3.28)$$

$$\beta_y = -kdsin\theta_0 sin\phi_0 \quad (3.29)$$

La Fig. 3.11 représente le facteur de réseau normalisé dans le plan $\phi = 30^\circ$ d'un réseau planaire de $n = 8$ et $p = 3$ éléments séparés de $dx = dy = \lambda/4$ dont les lobes principaux sont orientés en $\theta_0 = 45^\circ, 135^\circ$ et $\phi_0 = 30^\circ$.

3.5 Facteur de réseau multifréquence

On propose d'étudier dans cette partie l'effet des paramètres du facteur de réseau en fonction de la fréquence. Avec les systèmes à bande étroite, le diagramme de rayonnement du réseau est obtenu en multipliant le diagramme de rayonnement de l'élément seul par le facteur de réseau désiré. Les effets de l'écartement, du déphasage inter-élément et du nombre d'éléments, ont été jusqu'à présent étudiés à la fréquence centrale du système.

Comme le diagramme de rayonnement d'une antenne ULB varie généralement avec la fréquence, on introduit ici la notion de facteur de réseau multifréquence [?].

Les Fig. 3.12, 3.13 et 3.14 représentent les facteurs de réseaux normalisés multifréquences dans plusieurs configurations. Une lecture verticale donne le facteur de réseau normalisé dans un plan (dans ces trois exemples pour le plan $\phi = 90^\circ$) pour une distance inter-éléments donnée. Tandis qu'une lecture horizontale du graphique donne le facteur de réseau en un point d'observation (θ, ϕ) en fonction de la fréquence.

Dans un premier temps nous remarquons que le lobe principal et les lobes de réseau ne se comportent pas de la même manière en fonction de la fréquence. En effet la direction du lobe principal ne dépend pas de la fréquence mais de θ_0 . En revanche l'angle d'observation des lobes de réseaux θ_r dépend de θ_0 mais aussi de la fréquence d'après 3.22. Selon la relation 3.22, lorsque $\theta_0 = 0^\circ$ (Fig. 3.12) nous avons un nouveau lobe de réseau qui rentre dans le domaine observable tous les $d = m\lambda$. Plus on augmente la fréquence, plus on diminue λ et plus l'ouverture du lobe principal et des lobes de réseau diminue. Ces propriétés caractérisent le fonctionnement des réseaux à émission transversale sur une grande bande de fréquence.

La Fig. 3.13 présente le facteur de réseau multifréquence dans la même disposition que précédemment mais avec le dépointage dans la direction $\theta_0 = 90^\circ$. Cette configuration de déphasage correspond au dépointage maximal θ_{max} que l'on puisse obtenir et présente un diagramme de rayonnement identique à celui d'un réseau à émission longitudinale. En accord avec 3.22 les lobes de réseaux apparaissent pour $d/\lambda > 0.5$ et un lobe de réseau apparaît tous les $d = m\lambda/2$.

La Fig. 3.14 présente le facteur de réseau multifréquence dans les mêmes conditions que dans la Fig. 3.12 mais avec un nombre supérieur d'éléments ($n = 8$). L'emplacement des lobes de réseaux est identique : n n'a aucune influence sur celui-ci. Mais l'ouverture du lobe principal et des lobes de réseau diminue.

En conclusion, lorsqu'on augmente le nombre d'éléments et l'espace inter-éléments il en résulte une ouverture du lobe principal plus petite. En revanche en augmentant l'espace inter-éléments, le nombre de lobes de réseau augmente dans

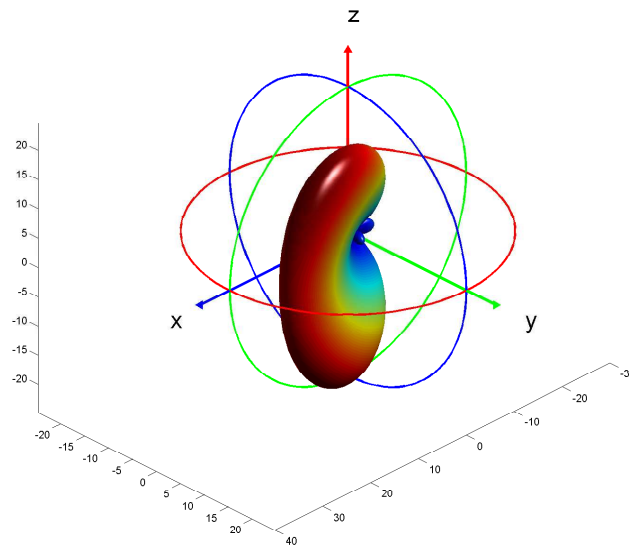
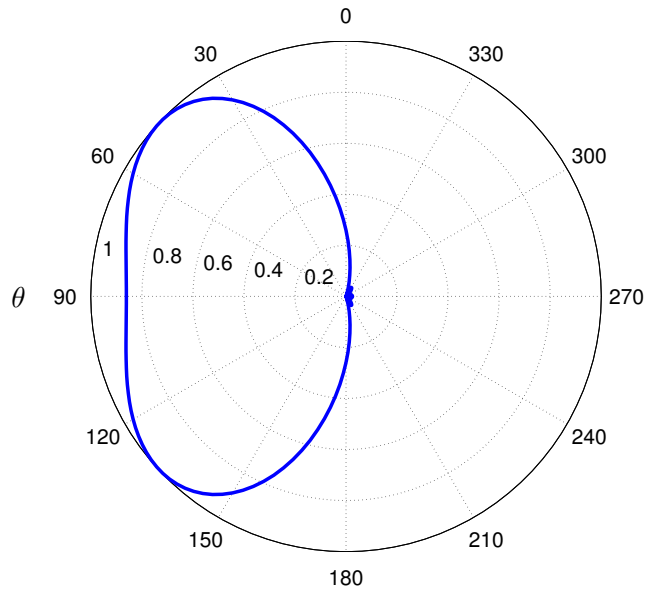


FIGURE 3.11 – Facteur de réseau normalisé dans le plan $\phi = 30^\circ$ d'un réseau planaire de $n = 8$ et $p = 3$ éléments séparés de $dx = dy = \lambda/4$ avec $\theta_0 = 45^\circ$ et $\phi_0 = 30^\circ$

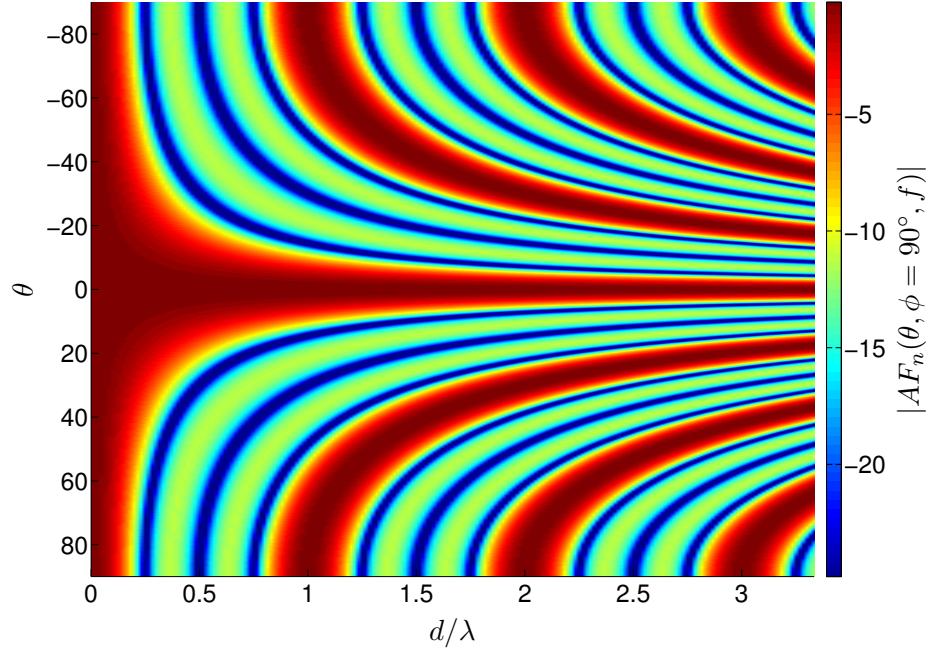


FIGURE 3.12 – Facteur de réseau normalisé multifréquence d'un réseau linéaire de $n = 4$ éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$

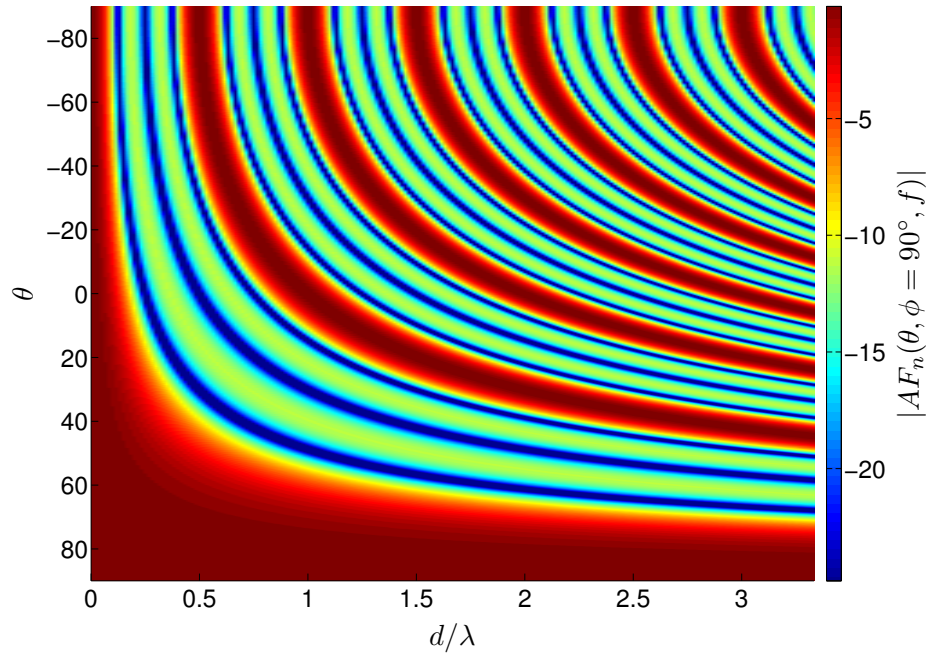


FIGURE 3.13 – Facteur de réseau normalisé multifréquence d'un réseau linéaire de $n = 4$ éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$ avec $\theta_0 = 90^\circ$

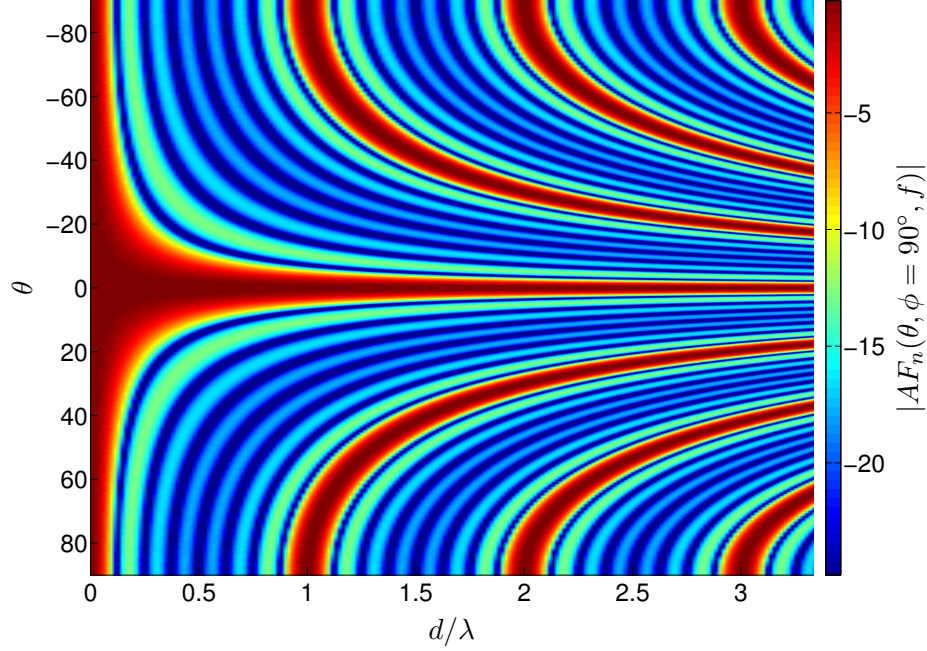


FIGURE 3.14 – Facteur de réseau normalisé multifréquence d'un réseau linéaire $n = 8$ éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$

la fenêtre observable . Dans l'absolu il ne faut pas que la distance inter-élément soit supérieure à $\lambda/2$.

3.6 Facteur de réseau ULB dans le domaine temporel

Dans cette partie, le facteur de réseau est analysé en régime pulsé[?, ?]. Afin d'illustrer son comportement dans le domaine temporel, on considère un réseau linéaire de n éléments sur l'axe y dont le facteur de réseau est donné par 3.19. Le facteur de réseau dans le domaine temporel est obtenu par transformée de Fourier inverse du facteur de réseau multifréquence :

$$\begin{aligned}
 af(t) &= TF^{-1} [AF(\theta)] \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^n e^{j(m-1)\frac{2\pi fd}{c_0}(\sin\theta - \sin\theta_0)} e^{j2\pi ft} dt \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^n e^{j2\pi f(t + \frac{d(m-1)}{c_0}(\sin\theta - \sin\theta_0))} dt \\
 &= \sum_{m=1}^n \delta\left(t + \frac{d(m-1)}{c_0}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right)
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

On notera τ le temps de retard défini par :

$$\tau = \frac{d}{c_0}(\sin\theta - \sin\theta_0) \quad (3.31)$$

D'après 3.30 on remarque que le facteur de réseau dans le domaine temporel dépend du temps de décalage τ entre chaque source. Le facteur de réseau temporel peut ainsi s'exprimer :

$$af(t) = \sum_{m=1}^n \delta(t + (m-1)\tau) \quad (3.32)$$

Dans 3.32 le point source 1 est pris comme référence. Mais on peut aussi bien prendre le point central de notre réseau comme référence et obtenir une nouvelle expression du facteur de réseau :

$$af(t) = \sum_{m=1}^n \delta\left(t + \left(m - \frac{n-1}{2} - 1\right)\tau\right) \quad (3.33)$$

Le champ rayonné $s_{tot}(t)$ est alors obtenu en convoluant le facteur de réseau avec le signal rayonné $s_r(t)$ par l'élément seul :

$$\begin{aligned} s_{tot}(t) &= af(t) \otimes s_r(t) \\ &= \sum_{m=1}^n s_r\left(t + \left(m - \frac{n-1}{2} - 1\right)\tau\right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

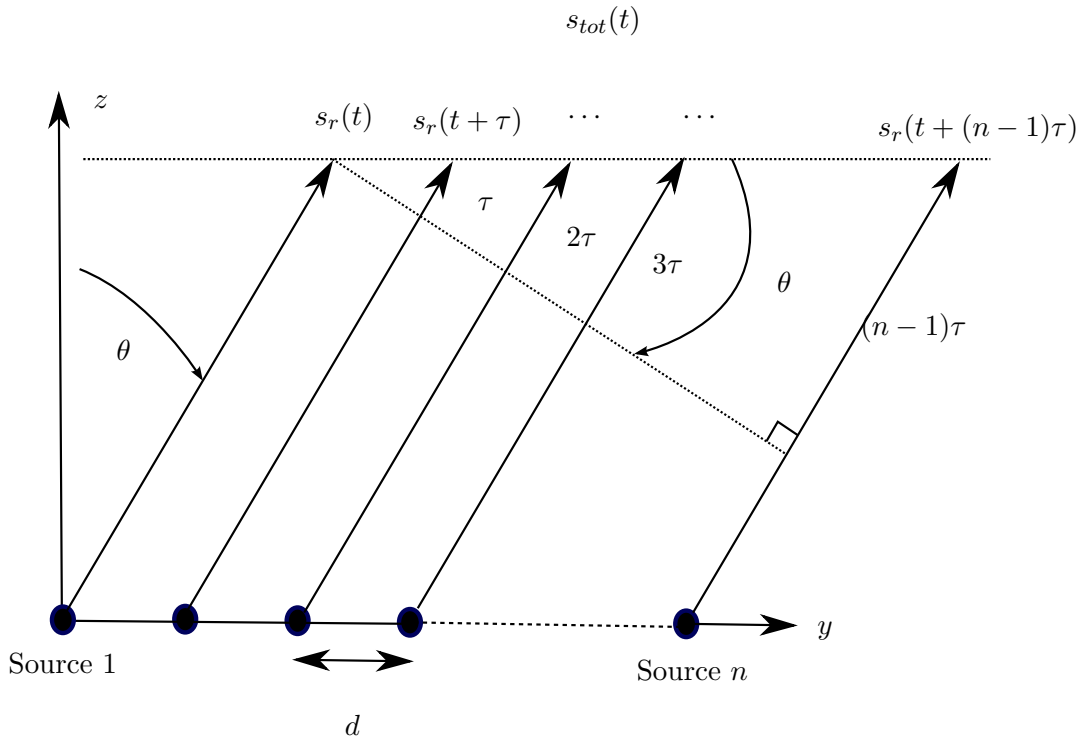
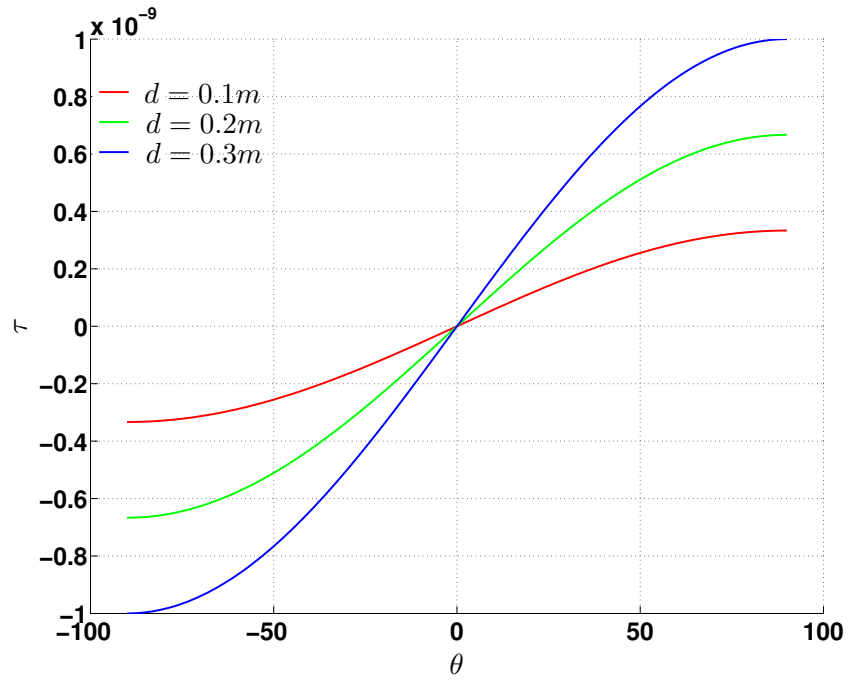
La Fig. 3.15 montre la géométrie du réseau linéaire étudié. Les points sources sont placés sur l'axe y et séparés d'une distance d . Le point d'observation est situé en champ lointain pour obtenir $s_{tot}(t)$. La propagation se fait par rayon parallèle provenant de chaque point source avec comme référence le point source 1. Chaque élément à un temps de retard τ vis à vis de l'élément précédent.

Ce temps de retard est variable en fonction de l'angle d'observation et de la distance entre chaque point source. La Fig. 3.16 montre le temps de retard en fonction de l'angle d'observation pour différentes valeurs de d . Plus on dévie de l'axe du réseau plus le temps de retard est important.

La simulation d'un réseau dans le domaine temporel est effectuée en prenant un signal gaussien en bande de base donné par l'équation (1.3) et illustré dans la Fig. 1.5. Chaque cellule élémentaire du réseau rayonne le signal $s(t)$ avec ou sans retard. On note que ce signal en bande de base n'est pas utilisable dans le domaine des télécommunications radioélectriques à cause de sa composante continue. Néanmoins l'analyse des réseaux dans le domaine temporel reste identique avec d'autres impulsions.

Les figures 3.17, 3.18 et 3.19 représentent des diagrammes *spatio-temporels* de l'impulsion rayonnée. Une lecture verticale donne le signal rayonné en fonction de θ pour un temps donné tandis qu'une lecture horizontale nous donne le signal en fonction du temps pour un angle donné.

Les figures 3.17 et Fig. 3.18 représentent le signal rayonné $s_{tot}(\theta, t)$ normalisé d'un réseau formé respectivement de 8 et 4 éléments et espacés d'une distance

FIGURE 3.15 – Réseau linéaire de n éléments dans le domaine temporelFIGURE 3.16 – Temps de retard τ en fonction de l'angle d'observation θ

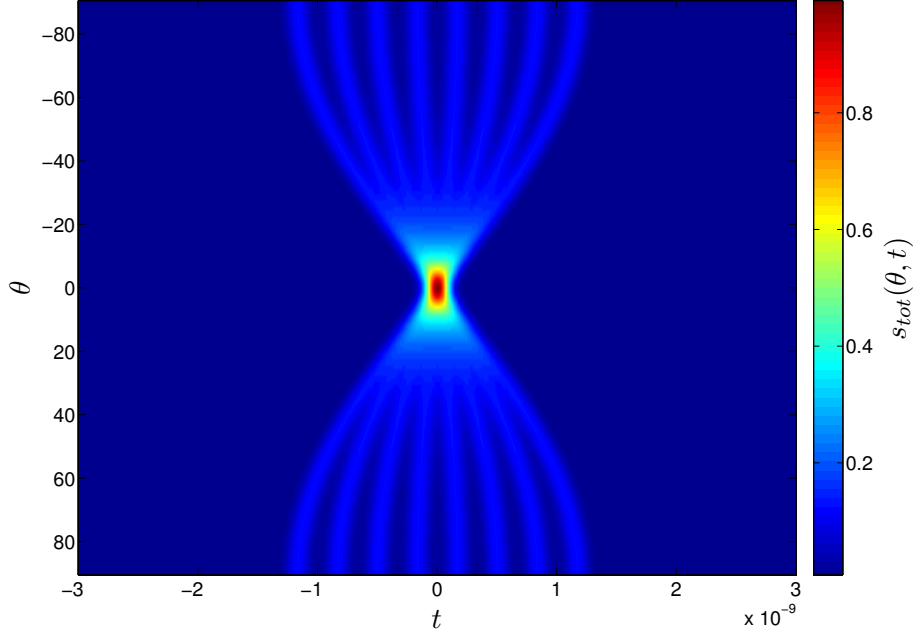


FIGURE 3.17 – Signal total rayonné $s_{tot}(\theta, t)$ normalisé pour un réseau linéaire de 8 éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$ avec $d = 0.1m$

$d = 0.1m$. Dans la direction $\theta = 0^\circ$ le signal rayonné est la gaussienne identique à l'original. Sur les autres directions, le signal est la somme des impulsions gaussiennes dont le temps de séparation est proportionnel à l'angle d'observation θ . Cette désynchronisation est en accord avec la relation (3.31) et la Fig. 3.16.

La Fig. 3.19 montre le signal rayonné pour $\theta_0 = 45^\circ$: tous les éléments ne sont pas synchronisés. Le maximum d'amplitude est obtenu dans cette direction.

Les figures 3.20 et 3.21 représentent le gain normalisé temporel en prenant le maximum de l'amplitude du signal en fonction de l'angle d'observation :

$$g_n(\theta) = \frac{t_{max}[|s(\theta, t)|]}{n} \quad (3.35)$$

La Fig. 3.20 montre le gain temporel normalisé pour un réseau linéaire 8 éléments en fonction de la distance inter-élément d . Il en résulte que plus les éléments sont espacés, plus l'ouverture se réduit. En revanche par rapport au domaine fréquentiel, il n'y a pas d'apparition de lobes secondaires, ni de lobes de réseau.

La Fig. 3.21 décrit le gain normalisé en fonction du nombre d'éléments. Si ce nombre augmente, la dynamique d'amplitude augmente et l'ouverture diminue : le signal rayonné est privilégié dans la direction θ_0 .

La Fig. 3.22 décrit le gain normalisé en fonction de la direction pointée et ajustée par le temps de décalage inter-élément τ , les 8 éléments sont espacés de $d = 0.1m$. Lorsque les éléments sont alimentés de manière synchrone ($\tau = 0s$), le maximum

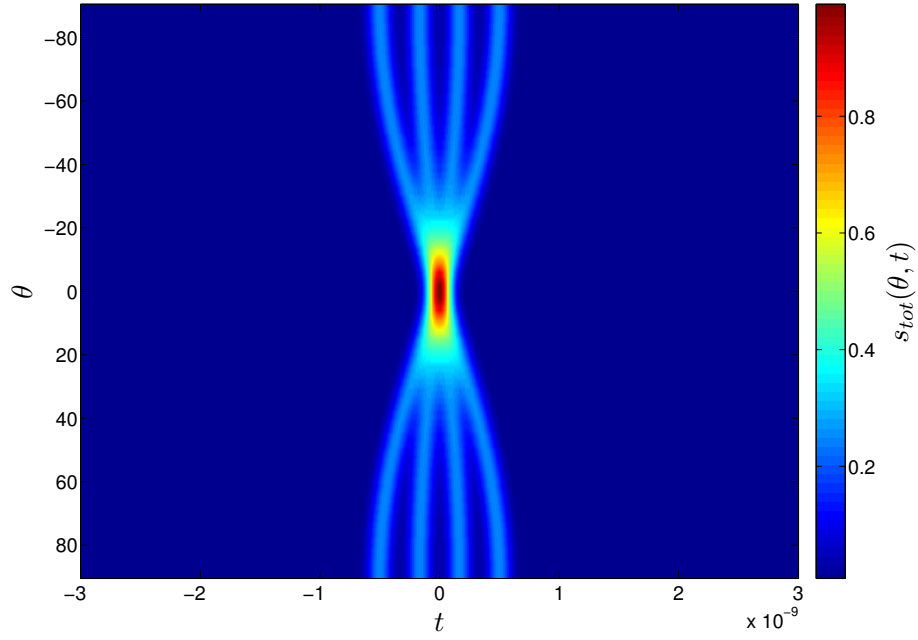


FIGURE 3.18 – Signal total rayonné $s_{tot}(\theta, t)$ normalisé pour un réseau linéaire de 4 éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$ avec $d = 0.1m$

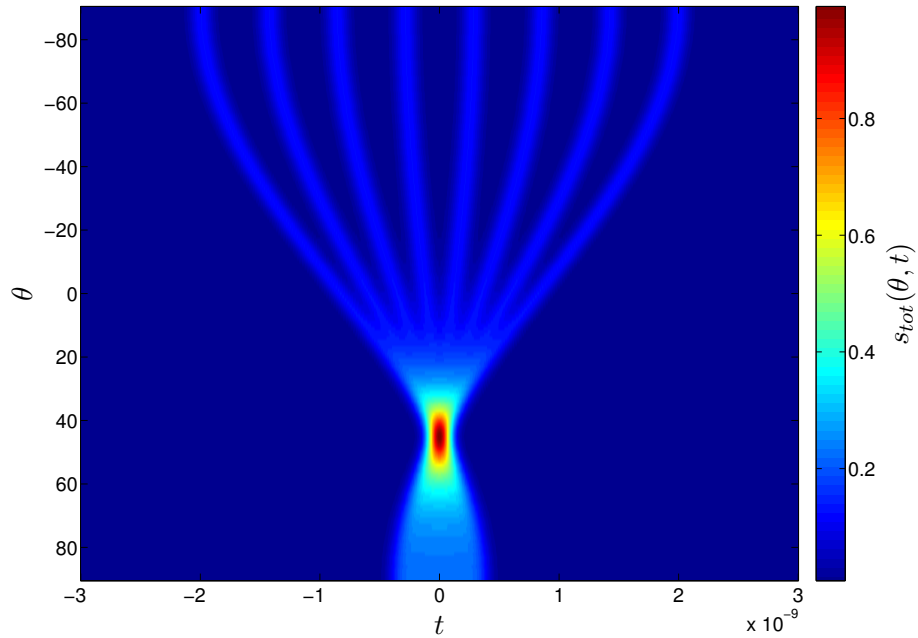


FIGURE 3.19 – Signal total rayonné $s_{tot}(\theta, t)$ normalisé pour un réseau linéaire de 8 éléments sur l'axe y dans le plan $\phi = 90^\circ$ avec $d = 0.1m$ et $\theta_0 = 45^\circ$

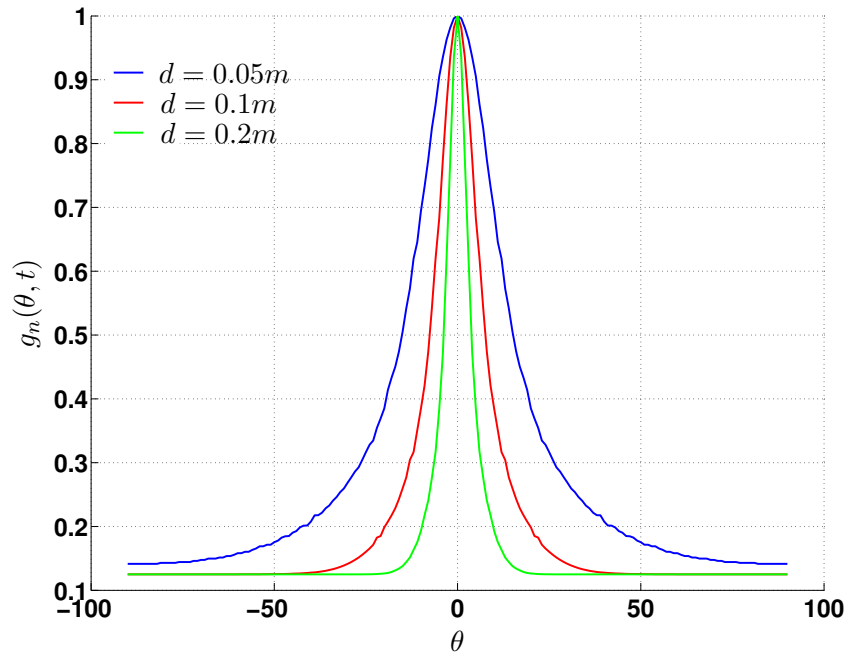


FIGURE 3.20 – Gain temporel $g(\theta)$ en fonction de θ et de la distance inter éléments d

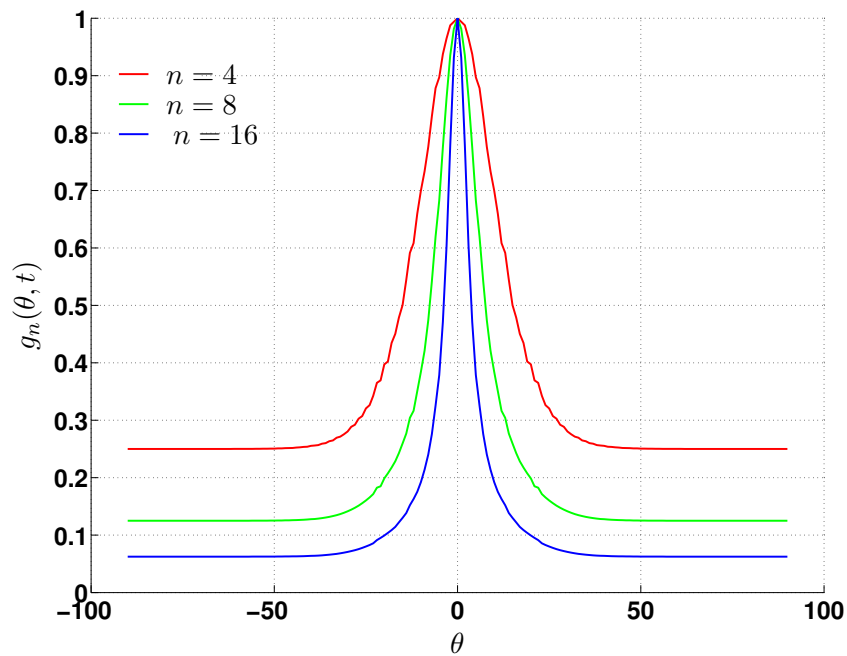
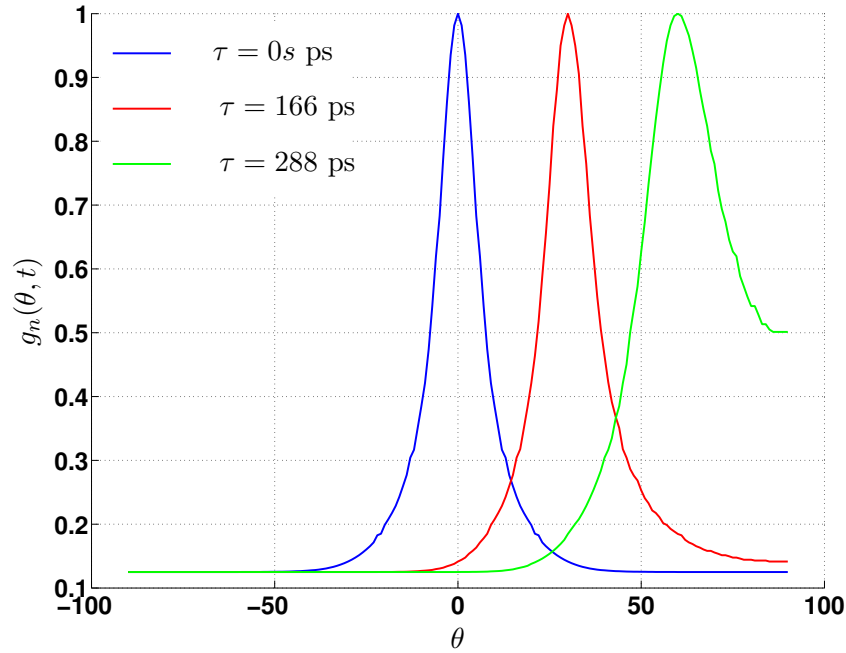


FIGURE 3.21 – Gain temporel $g(\theta)$ en fonction de θ et du nombre d'éléments du réseau n

FIGURE 3.22 – Gain temporel $g(\theta)$ en fonction de θ et du retard inter-élément τ

de rayonnement se trouve dans la direction transversale en $\theta_0 = 0^\circ$. Un décalage de $\tau = 166$ ps produit un dépointage dans la direction $\theta_0 = 30^\circ$. Enfin un décalage de $\tau = 288$ ps conduit à un dépointage du lobe principal dans la direction $\theta_0 = 60^\circ$. Tous ces résultats coïncident avec la relation (3.31) et la figure 3.16.

3.7 Éléments de conclusions sur le facteur de réseau

Dans ce chapitre nous avons introduit le facteur de réseau à partir de la théorie des points sources. Nous avons rappelé les principaux types de réseaux et expliqué le fonctionnement des réseaux à émission longitudinale et transversale. Leur rayonnement est dépendant de l'écartement et du déphasage entre les sources à la fréquence voulue.

Le facteur de réseau permet d'accéder au diagramme de rayonnement d'un réseau à partir du diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire et en utilisant le principe de multiplication des diagrammes par le facteur de réseau désiré.

La théorie des réseaux phasés linéaires (1D) et planaires (2D) est d'abord rappelée pour les systèmes à bande étroite. Afin de garantir l'absence de lobes de réseau dans le diagramme de rayonnement, l'écartement maximum entre les sources doit être inférieur ou égal à $\lambda/2$. L'ajout de sources dans ces réseaux augmente la directivité du diagramme de rayonnement.

Après avoir introduit le facteur de réseau pour les systèmes à bande étroite

nous l'avons étendu aux antennes réseaux ULB. La direction du lobe principal du diagramme de rayonnement n'est pas dépendante de la fréquence. En revanche sa directivité augmente en fonction de la fréquence. La direction et la directivité des lobes de réseaux et secondaires sont elles aussi dépendantes de la fréquence.

Le facteur de réseau est finalement analysé dans le domaine temporel. Plus l'espacement inter-élément est grand, plus la directivité augmente. En revanche dans le domaine temporel le facteur de réseau n'est pas sujet à l'apparition de lobes de réseau. Le dépointage du lobe principal est maintenant obtenu par retard successif entre les sources.

Cette étude est antérieure à la conception des réseaux qui seront présentés dans le chapitre 6. Les caractéristiques de rayonnement fréquentiel et temporel doivent être mesurables afin de pouvoir comparer les résultats de simulation avec les mesures des prototypes qui seront fabriqués. Dans le chapitre suivant nous présentons les systèmes métrologiques qu'il a été nécessaire de développer pour caractériser les antennes ULB qui seront présentées dans les chapitres 5 et 6.

Mise en place et comparaison de bancs de caractérisation des antennes Ultra Large Bande

Sommaire

4.1	Modélisation et caractérisation d'une Antenne Ultra Large Bande	72
4.1.1	Fonctions de transfert des antennes ULB	73
4.1.2	Descripteurs fréquentiels et temporels d'une antenne ULB . .	75
4.2	Mesure de la fonction de transfert d'une antenne Ultra Large Bande	77
4.2.1	Banc de mesure de la fonction de transfert	77
4.2.2	Calibration de la chaîne de transmission fréquentielle	78
4.2.3	Mesures et résultats de l'antenne cornet de référence	80
4.2.4	Mesures et résultats de l'antenne sous test	86
4.3	Mesure de la réponse impulsionnelle d'une antenne Ultra Large Bande	94
4.3.1	Banc de Mesure de la réponse impulsionnelle	95
4.3.2	Calibration de la chaîne de transmission d'impulsion	95
4.4	Comparaison des résultats entre méthodes de caractérisation fréquentielle et temporelle	98
4.4.1	Choix du signal utilisé pour la mesure	98
4.4.2	Comparaison des gains réalisés calculés avec les différentes méthodes de caractérisation	101
4.4.3	Comparaison des réponses impulsionnelles	103
4.5	Conclusions sur les méthodes de caractérisation	103

Les informations en rayonnement (gain, polarisation, efficacité) fournies par la métrologie classique sont très bien adaptées au cas des antennes à bande étroite. Cependant, elles sont insuffisantes pour caractériser le plus exhaustivement possible les antennes ULB. Dans ce chapitre, en plus des caractéristiques radioélectriques classiques (gain, polarisation, efficacité de rayonnement, ...), nous introduisons la caractérisation des antennes ULB à partir de leur fonction de transfert et de leur réponse impulsionnelle. De nouveaux paramètres sont définis afin de comprendre et d'analyser plus en détails leurs performances sur une large bande de fréquence et en rayonnement d'impulsions.

Deux approches métrologiques sont mises en place et comparées afin de déterminer la méthode la plus efficace pour la caractérisation des antennes planaires à rayonnement hémisphérique dans la bande FCC.

4.1 Modélisation et caractérisation d'une Antenne Ultra Large Bande

La réponse d'un système linéaire à une excitation, peut être déterminée quand sa fonction de transfert (dans le domaine fréquentiel) ou sa réponse impulsionnelle (dans le domaine temporel) sont connues. Lorsqu'un système est composé d'autres sous-systèmes linéaires connectés en cascade, la réponse entière du système \underline{H} peut s'exprimer en termes de fonctions de transfert des sous systèmes qui le composent.

Dans le cadre de l'étude d'une chaîne (émission et réception) représentée dans la Fig. 4.1, le signal est transmis à l'antenne d'émission \underline{H}_{tx} puis se propage dans le canal de propagation \underline{H}_{ch} . Il est ensuite reçu par l'antenne de réception \underline{H}_{rx} . La fonction de transfert de la chaîne complète peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\underline{H} = \underline{H}_{tx} \cdot \underline{H}_{ch} \cdot \underline{H}_{rx} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} \quad (4.1)$$

avec \underline{S} et \underline{E} les entrée et sortie s'exprimant en volt, ampère ou watt.

Chaque étape de la transmission altère le signal initial. Chaque déformation est quantifiable par sa fonction de transfert ou sa réponse impulsionnelle[?].

La réponse impulsionnelle totale sera le produit de convolution des réponses impulsionnelles de chaque bloc composant la chaîne de transmission. Dans le domaine fréquentiel, la combinaison de toutes ces fonctions de transfert est identique à la mise en série de filtres. La multiplication de leurs réponses individuelles fournit la réponse totale du système. Pour une transmission sans distorsion, la fonction de transfert doit être constante en amplitude et à phase linéaire.

La fonction de transfert des antennes peut être déterminée à partir d'une mesure dans le domaine temporel et calculée dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle.

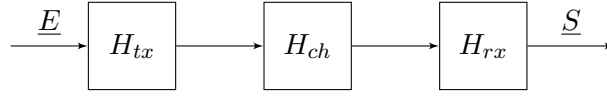


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel de la chaîne d'émission/réception entre deux antennes modélisées par leurs fonctions de transfert

4.1.1 Fonctions de transfert des antennes ULB

Les systèmes fondés sur la technologie ULB impulsionnelle requièrent généralement des antennes présentant un gain constant sur une large bande de fréquence. Les caractéristiques radioélectriques classiques des antennes, telles que le gain ou le diagramme de rayonnement, ne fournissent pas assez d'informations pour faire une analyse complète du comportement d'antennes ULB en rayonnement d'impulsion. En revanche l'étude de leur fonction de transfert ou de leur réponse impulsionnelle permet d'obtenir des informations spécifiques aux antennes ULB (dispersion, fidélité, ...).

Les fonctions de transfert sont déterminées à partir des caractéristiques radioélectriques de l'antenne elle même, telles que son adaptation, son gain, sa polarisation mais aussi de l'orientation de celle ci. Les fonctions de transfert en émission \underline{H}_{tx} et réception \underline{H}_{rx} sont nécessaires dans l'étude des systèmes radars par exemple pour analyser les impulsions rayonnées par l'antenne de transmission et identifier les échos de cible. Tandis que la fonction de transfert globale du système \underline{H} , qui décrit l'ensemble des caractéristiques de la liaison émission/réception entre deux antennes, est utile pour la caractérisation de systèmes communicants ULB [?]. Le système de coordonnées pour la caractérisation des antennes ULB est représenté dans la Fig. 4.2. Les fonctions de transfert dépendent de la fréquence et des angles d'observation θ et ϕ : $\underline{H}(\omega, \theta, \phi)$.

Pour une antenne ULB, la fonction de transfert en émission n'est pas la même que celle en réception. En accord avec le théorème de réciprocité de Rayleigh-Carson [?, ?, ?], la fonction de transfert en émission est la dérivée de celle en réception. En d'autres termes, le rapport de la fonction de transfert en émission à la fonction de transfert en réception d'une même antenne est proportionnel à la fréquence :

$$\underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) = \frac{j\omega}{c_0} \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \quad (4.2)$$

où $\omega = 2\pi f$, f est la fréquence de travail et c_0 la vitesse de la lumière dans le vide. Selon cette définition, la fonction de transfert totale du système peut s'exprimer comme le rapport de la tension injectée dans le système à la tension mesurée en sortie en prenant la fonction de transfert d'une antenne en émission ou en réception :

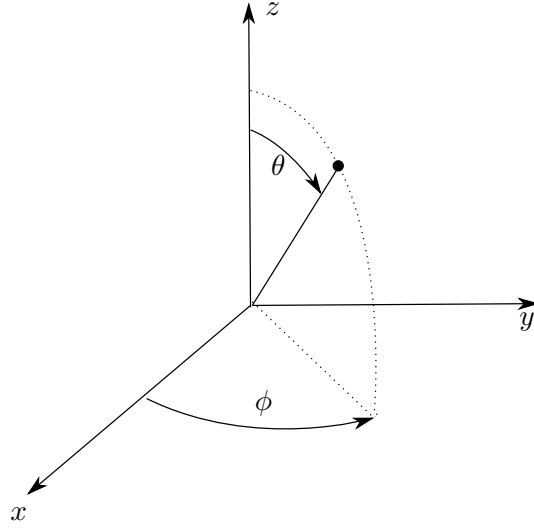


FIGURE 4.2 – Système de coordonnées utilisé pour la détermination des fonctions de transfert des antennes ULB étudiées

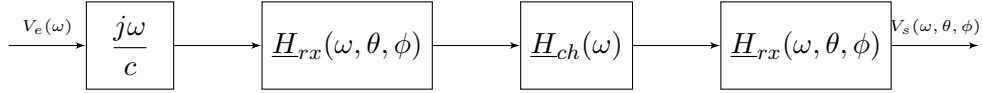


FIGURE 4.3 – Schéma fonctionnel de la chaîne de transmission entre deux antennes

$$\begin{aligned}
 \underline{H}(\omega, \theta, \phi) &= \frac{V_s(\omega, \theta, \phi)}{V_e(\omega)} \\
 &= \underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \cdot \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \\
 &= \frac{j\omega}{c_0} \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \cdot \underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \\
 &= \frac{j\omega}{c_0} \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \frac{e^{\left(\frac{j\omega d}{c_0}\right)}}{d} \cdot \underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

la fonction de transfert du canal est donnée par la relation de propagation de l'onde en champ lointain [?] :

$$\underline{H}_{ch}(\omega) = \frac{e^{\left(\frac{j\omega d}{c_0}\right)}}{d} \quad (4.4)$$

où d désigne la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

La Fig. 4.3 présente le schéma fonctionnel de la fonction de transfert totale d'une chaîne d'émission/réception entre deux antennes.

La fonction de transfert du canal est en m^{-1} , tandis que la fonction de transfert globale du système est sans dimension. En s'appuyant sur ces définitions, la fonc-

4.1. Modélisation et caractérisation d'une Antenne Ultra Large Bande

tion de transfert de l'antenne en réception $\underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi)$ s'exprime en m et celle en transmission $\underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi)$ est sans dimension.

En injectant une tension $V_e(\omega)$ sur le port de l'antenne d'émission, le champ rayonné (en $V \cdot m^{-1}$) à une distance d de l'antenne d'émission s'écrit :

$$\underline{E}_{ray}(\omega, \theta, \phi) = \underline{V}_e(\omega) \underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \quad (4.5)$$

La tension mesurable en sortie est le produit entre le champ électrique et la fonction de transfert de l'antenne en réception :

$$\underline{V}_s(\omega, \theta, \phi) = \underline{E}_{ray}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \quad (4.6)$$

La particularité de notre modélisation repose sur l'utilisation de la fonction de transfert du canal en champ lointain : l'atténuation dépend de la distance d tandis que le déphasage est linéairement proportionnel à la fréquence. L'intérêt de cette modélisation de la chaîne de transmission repose sur le respect des dimensions dans les différents milieux d'étude. Dans certaines modélisations nous retrouvons des fonctions de transfert pour l'antenne en réception dont les dimensions sont en $m^{1/2}$ [?] car elle permet une identification directe avec le gain ; ou encore en m pour les modèles en émission et en réception [?] pour des raisons d'homogénéité de dimension entre les deux modèles. Cela dépend principalement de la définition prise pour le canal de propagation et pour le théorème de réciprocité de Rayleigh-Carson. D'autre part la modélisation retenue dans cette thèse permet de relier directement la fonction de transfert et la hauteur effective d'une antenne.

Une fois les fonctions de transfert déterminées, il est alors possible de calculer la réponse de l'antenne à toutes formes de signaux tels que les doublets gaussiens, les rampes de fréquences ou autres. Cette modélisation prend en compte tous les effets de dispersion qui résultent des caractéristiques intrinsèques de l'antenne (formes, matériaux, connectique, ...).

Dans ce contexte, il y a deux effets à distinguer :

- la capacité de l'antenne à émettre et recevoir un signal en termes de bilan de puissance,
- les effets de la distorsion et de la dispersion sur le signal à l'émission ou à la réception.

4.1.2 Descripteurs fréquentiels et temporels d'une antenne ULB

Comme nous l'avons vu précédemment, le comportement d'une antenne peut être décrit par la théorie des systèmes linéaires. Les caractéristiques sont exprimées dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert $\underline{H}(\omega, \theta, \phi)$ et dans le domaine temporel par sa réponse impulsionnelle $h(t, \theta, \phi)$. Ces deux domaines d'analyse contiennent les informations servant à décrire le comportement de l'antenne.

Dans le domaine fréquentiel la stabilité de l'amplitude et la linéarité de la phase de la fonction de transfert seront les principaux paramètres à contrôler. La phase

de la fonction de transfert est analysée par son temps de groupe qui est plus représentatif de la dispersion des antennes et s'exprime, à un coefficient près, comme la dérivée de la phase de la fonction de transfert par rapport à la fréquence :

$$\tau_g(\omega, \theta, \phi) = - \frac{d\angle H(\omega, \theta, \phi)}{d\omega} \quad (4.7)$$

Le temps de groupe est le temps que va mettre une partie du spectre du signal pour traverser le filtre représenté par l'antenne. Pour une dispersion minimale, le temps de groupe doit être constant sur la bande de travail. Dans ce cas la phase varie linéairement avec la fréquence.

Les caractéristiques fréquentielles sont analysables sur une bande de fréquence considérées par leur valeur moyenne ou écart type.

Les paramètres dépendant de la fréquence (gain, temps de groupe, adaptation, ...) sont analysables sur des échantillons de fréquence dans la bande passante. Mais la stabilité de ses paramètres sur toute une bande de fréquence oblige à prendre en compte leur valeur moyenne et leur écart type.

Dans le domaine temporel, différents paramètres complémentaires décrivant l'impulsion rayonnée sont introduits [?].

La réponse temporelle $s(t)$ permet de connaître la réponse $s(t)$ du système $h(t)$ à toute excitation $e(t)$. La réponse temporelle se déduit par la convolution de la réponse impulsionnelle avec le signal d'entrée :

$$s(t, \theta, \phi) = h(t, \theta, \phi) \otimes e(t) \quad (4.8)$$

De cette manière il est possible de calculer l'amplitude pic, l'enveloppe et la largeur d'impulsion du signal de sortie et de les comparer au signal d'entrée. Dans le reste de l'étude nous utilisons la réponse impulsionnelle de l'antenne en émission $h_{tx}(t, \theta, \phi)$. Celle-ci étant sans dimension, la réponse temporelle obtenue aura la même dimension que celle du signal d'entrée. Nous n'introduirons pas la fonction de transfert du canal dans nos résultats.

Le signal analytique : Les effets de dispersion et de distorsion de l'antenne sont évalués en calculant le signal analytique $s^+(t)$ à partir de la transformée de Hilbert \mathbb{H} :

$$s^+(t, \theta, \phi) = s(t, \theta, \phi) + j\mathbb{H}[s(t, \theta, \phi)] \quad (4.9)$$

L'enveloppe $|s^+(t)|$ du signal analytique permet de localiser la distribution d'énergie dans le temps. C'est un paramètre visuel pour estimer la dispersion de l'antenne. Les paramètres suivants permettent de quantifier plus finement les effets de distorsion et de dispersion de l'impulsion rayonnée.

L'amplitude pic $p(\theta, \phi)$ de l'enveloppe $|s^+(t\theta, \phi)|$ du signal analytique est la mesure donnant la valeur maximale de l'enveloppe de la réponse temporelle de l'antenne. L'amplitude pic $p(\theta, \phi)$ est significative du gain de l'antenne, mais elle

doit être associée à la largeur de l'enveloppe à mi-puissance afin de rendre compte de la faible distorsion et dispersion de l'antenne.

La largeur de l'enveloppe τ_{FWHM} décrit la durée de l'impulsion rayonnée. Elle est définie par la largeur de l'impulsion à mi-puissance (*Full Width at Half Maximum*). Elle s'écrit sous la forme :

$$\tau_{FWHM}(\theta, \phi) = t_1|_{|h^+(t_1)|=p(\theta, \phi)/2} - t_2|_{|t_1 < t_2, |h^+(t_2)|=p(\theta, \phi)/2} \quad (4.10)$$

où t_1 est le premier temps à mi-puissance et t_2 le dernier. La largeur de l'impulsion à mi-puissance dépend de la bande de fréquence choisie et doit être la plus petite possible afin d'avoir un débit élevé dans des applications de communication ou bien une grande résolution dans le cadre d'applications radars. Pour les communications ULB impulsives dans la bande FCC elle est de l'ordre d'une centaine de picosecondes.

Le facteur de fidélité $FF(\theta, \phi)$ permet de quantifier les distorsions et dispersions provoquées par le système sur le signal appliqué $e(t)$:

$$FF(\theta, \phi) = \max_{\tau} \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} e(t)s(t + \tau, \theta, \phi)dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |e(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t, \theta, \phi)|^2 dt} \right] \quad (4.11)$$

Ce facteur est relatif à la similitude entre le signal d'entrée et le signal de sortie[?]. Si les deux signaux sont identiques en forme, le facteur de fidélité est égal à 1 : l'antenne ne modifie pas le signal d'entrée. Dans le cas d'une chaîne de transmission, le phénomène de différentiation de l'antenne d'émission est à prendre en compte lors du choix du signal à injecter dans les antennes afin de maximiser le facteur de fidélité [?, ?]. Tous les descripteurs temporels sont dépendants de la bande passante du signal d'entrée $e(t)$ et peuvent ainsi changer selon le choix de celle-ci.

4.2 Mesure de la fonction de transfert d'une antenne Ultra Large Bande

4.2.1 Banc de mesure de la fonction de transfert

Généralement, la fonction de transfert peut être obtenue directement par mesure dans le domaine fréquentiel. Elle peut aussi être obtenue par transformée de Fourier inverse de la réponse impulsionnelle acquise lors d'une mesure dans le domaine temporel. Dans ce dernier cas elle est limitée par la bande passante du signal utilisé.

Dans le domaine fréquentiel, l'antenne d'émission est excitée par un signal de fréquence f . La mesure se déroule en chambre anéchoïde avec un analyseur vectoriel. Elle intègre les fonctions de transfert des antennes d'émission et réception, du canal de propagation, ainsi que celle du système de mesure (câbles, amplificateur et connecteurs).

La Fig. 4.4 représente le système de mesure utilisé. Les deux antennes sont orientées l'une par rapport à l'autre en fonction de la polarisation souhaitée pour la mesure. L'ensemble de la chaîne de transmission est mesuré par un Analyseur Vectoriel. Elle est considérée comme un quadripôle passif dont le coefficient de transmission \underline{S}_{21} est défini comme le rapport de l'onde reçue normalisée \underline{b}_2 à l'onde incidente normalisée \underline{a}_1 . La mesure s'effectue entre 1 et 20GHz avec un pas fréquentiel $\delta_f = 25$ MHz. Le pas fréquentiel est choisi afin d'avoir une fenêtre d'observation de 40 ns pour la détermination de la réponse impulsionnelle. Dans cette fenêtre d'observation nous allons pouvoir séparer la réponse de l'antenne des échos parasites pouvant être présents dans le signal mesuré.

L'onde incidente \underline{a}_1 est amplifiée, transmise à l'antenne d'émission puis rayonnée. Le champ électromagnétique ainsi rayonné se propage dans le canal sur une longueur $d = 4.6$ m qui est imposée par la distance entre les deux positionneurs. L'antenne de réception est placée sur un positionneur mobile capable de l'orienter dans les directions (θ, ϕ) désirées. La liberté d'articulation du positionneur permet de faire des mesures hémisphériques : $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$ et $\phi \in [-90^\circ, 90^\circ]$. Le signal reçu \underline{b}_2 est transmis à l'analyseur vectoriel.

La fonction de transfert totale du système d'antenne est identifiée au coefficient de transmission :

$$\begin{aligned} \underline{H}_{tot}(\omega, \theta, \phi) &= \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} = \underline{S}_{21} \\ &= \underline{H}_{sys}(\omega) \underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \cdot \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi) \end{aligned} \quad (4.12)$$

où $\underline{H}_{sys}(\omega)$ est la fonction de transfert du système constitué des câbles, de l'amplificateur et des connecteurs.

Grâce à ce dispositif de mesure, nous sommes capables de déterminer la fonction de transfert des antennes composant la chaîne de transmission, d'en déduire leurs réponses impulsionnelles et de calculer les descripteurs définis au paragraphe 4.1.2.

4.2.2 Calibration de la chaîne de transmission fréquentielle

Au préalable, il est nécessaire de faire une mesure de calibration afin de prendre en compte les pertes/amplifications et déphasage induits par le système de mesure. La mesure du coefficient de transmission $\underline{S}_{21cal}(\omega)$ en chaîne directe permet d'accéder à ses informations :

$$\underline{S}_{21cal}(\omega) = \frac{\underline{b}_{2cal}}{\underline{a}_1} = \underline{H}_{sys}(\omega) \quad (4.13)$$

La Fig. 4.5 représente la mesure de calibration en chaîne directe.

La qualité des câbles et la linéarité de l'amplificateur sur une large bande de fréquence sont très importantes pour la dynamique de la mesure même si l'effet de ses composants est retiré par déconvolution.

La Fig. 4.6 représente l'amplitude et le temps de groupe liés à la fonction de transfert du système $\underline{H}_{sys}(\omega)$. Le système présente une amplification de plus de 15

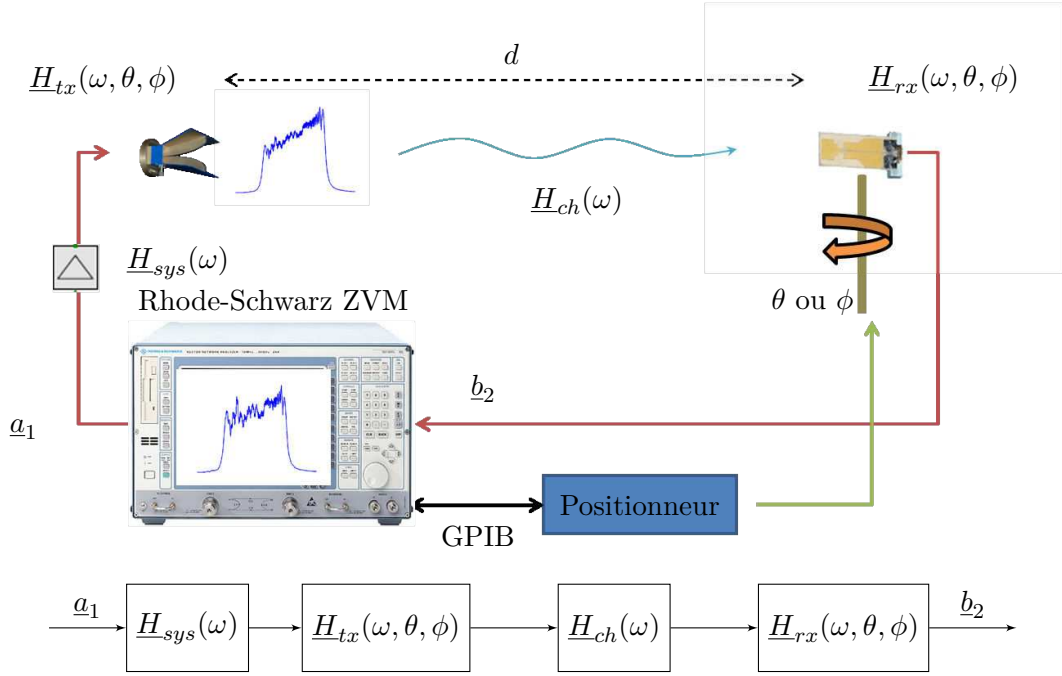


FIGURE 4.4 – Banc de mesure fréquentielle et schéma fonctionnel pour la détermination de la fonction de transfert de la chaîne de transmission $\underline{H}_{tot}(\omega, \theta, \phi)$

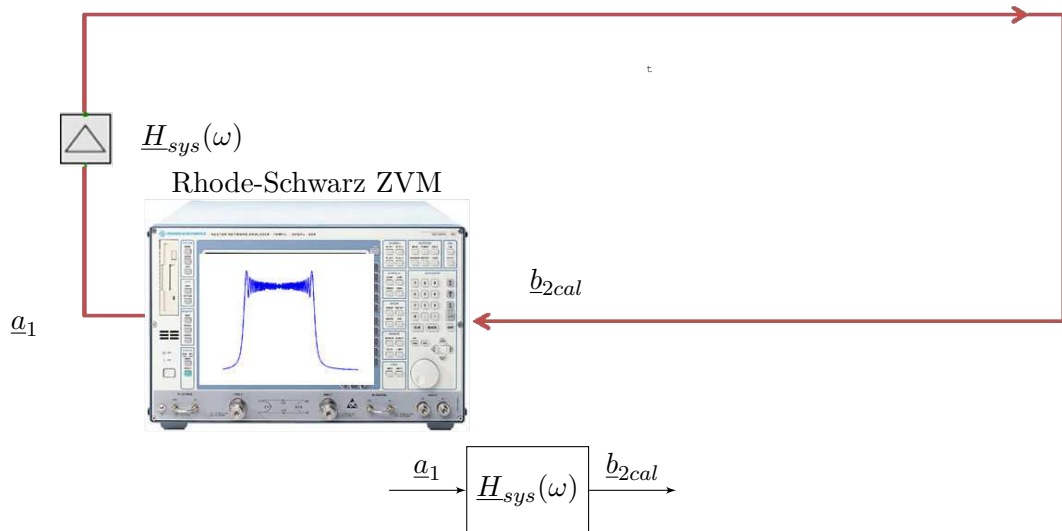


FIGURE 4.5 – Banc de mesure fréquentielle et schéma fonctionnel pour la détermination de la fonction de transfert de la chaîne de calibration $\underline{H}_{sys}(\omega)$

dB sur toute la bande de fréquence. Le temps de groupe du système est linéaire et égal à 5ns et correspond au temps du trajet de l'onde entre les deux ports de l'analyseur vectoriel. Cette linéarité relate l'absence de résonance et de stockage d'énergie dans le système de mesure.

Dans la suite des mesures tous les coefficients de transmission mesurés seront normalisés par la mesure de calibrage :

$$\underline{S}_{21} = \frac{\underline{S}_{21mes}}{\underline{S}_{21cal}} \quad (4.14)$$

où \underline{S}_{21mes} est la mesure de la chaîne comprenant les antennes, le canal et l'ensemble câbles et amplificateur.

4.2.3 Mesures et résultats de l'antenne cornet de référence

Cette étape nécessite d'avoir 2 antennes identiques. Pour cela nous avons choisi comme antenne de référence le cornet SH2000 (de la société SATIMO) qui couvre la bande de 2 à 32 GHz. Ces deux cornets ont été mis à notre disposition par Orange Labs dans le cadre du CREMANT. Les caractéristiques radiofréquences de ces deux antennes sont disponibles dans [?].

La Fig. 4.7 représente l'antenne cornet SATIMO SH2000 dans le système de coordonnées polaires de la configuration de mesure.

Comme les deux antennes sont identiques, on considère que leurs fonctions de transfert le sont également. La Fig. 4.8 présente la configuration de mesure pour déterminer la fonction de transfert du cornet SH2000 qui servira d'antenne de référence pour caractériser les antennes ULB qui seront développées dans cette thèse.

La fonction de transfert de l'antenne de référence est déterminée lorsque les antennes sont utilisées dans les mêmes conditions de polarisation (ici la polarisation principale) orientées dans la direction du gain maximum à savoir : $\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$.

Le coefficient de réflexion ainsi mesuré s'exprime :

$$\begin{aligned} \underline{S}_{21ref} = \frac{b_{2ref}}{a_1} &= \frac{j\omega}{c_0} \underline{H}_{rxref}(\omega) \frac{e^{\left(\frac{j\omega d}{c_0}\right)}}{d} \underline{H}_{rxref}(\omega) \\ &= \frac{j\omega}{c_0} \underline{H}_{rxref}^2(\omega) \frac{e^{\left(\frac{j\omega d}{c_0}\right)}}{d} \end{aligned} \quad (4.15)$$

De l'Eq. 4.15 on en déduit la fonction de transfert de l'antenne de référence :

$$\underline{H}_{rxref}(\omega) = \sqrt{\frac{\underline{S}_{21ref} \cdot c_0 \cdot d \cdot e^{\left(\frac{j\omega d}{c_0}\right)}}{j\omega}} \quad (4.16)$$

La Fig. 4.9 montre la fonction de transfert de l'antenne de référence en transmission $\underline{H}_{txref}(\omega, \theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$ calculée à partir des équations (4.2) et (4.16).

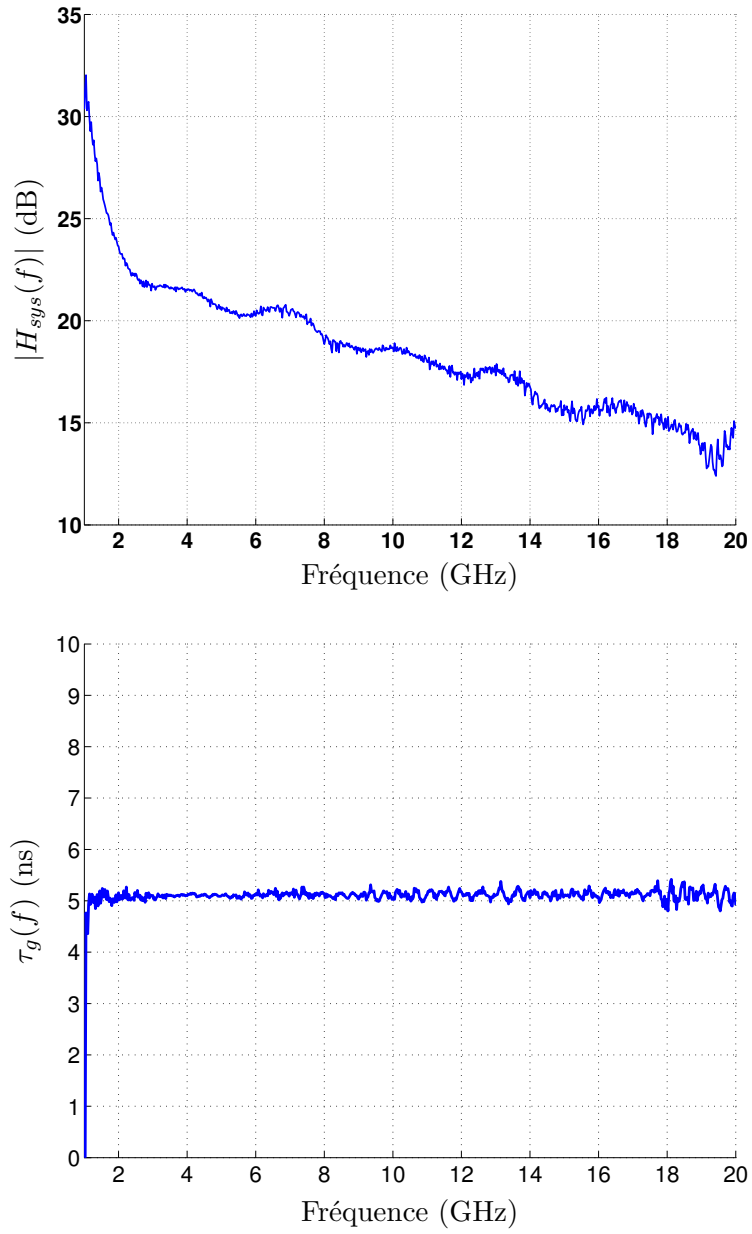


FIGURE 4.6 – Amplitude et temps de groupe de la fonction de transfert $\underline{H}_{sys}(\omega)$

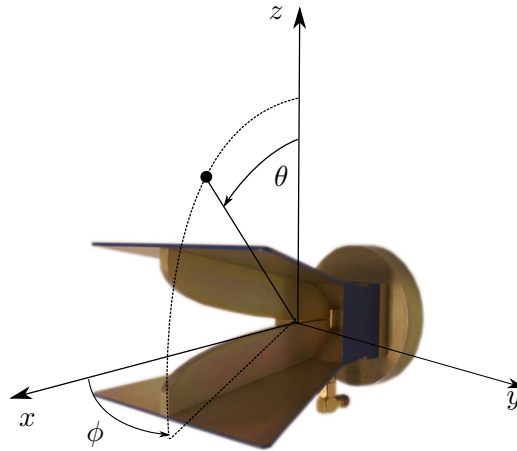


FIGURE 4.7 – Antenne cornet de référence SATIMO SH2000

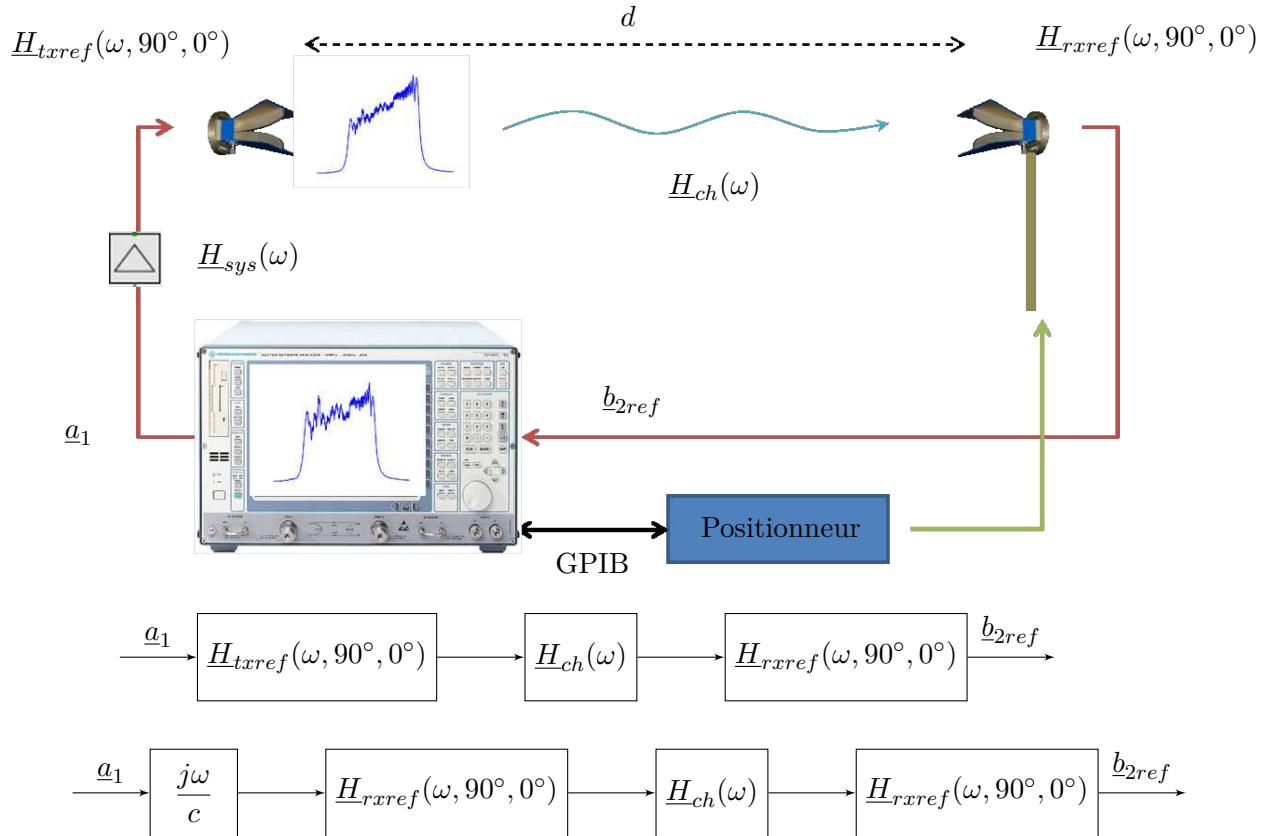


FIGURE 4.8 – Banc de mesure fréquentiel et schémas fonctionnels pour la détermination de la fonction de transfert de l'antenne de référence $\underline{H}_{rxref}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$

La fonction de transfert en émission du cornet SH2000 présente une amplitude qui augmente linéairement avec la fréquence et un temps de groupe stable sur toute sa bande passante. Ainsi toutes les fréquences mettent le même temps pour traverser l'antenne. Ces informations sont importantes pour le rayonnement impulsionnel de l'antenne. Elles indiquent que le rayonnement est homogène pour chaque fréquence et qu'aucune résonance et/ou conservation d'énergie déforme le signal initial.

Après avoir obtenu la fonction de transfert en émission, le champ rayonné peut être obtenu facilement en utilisant l'Eq. 4.5. Il est alors possible de connaître le champ rayonné à n'importe quelle distance de l'antenne en prenant d quelconque, à condition que cette distance respecte les conditions de champ lointain.

La Fig. 4.10 montre la fonction de transfert de l'antenne de référence en réception $\underline{H}_{rxref}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ déduite de (4.16). Les amplitudes des fonctions de transfert en émission et réception sont différentes. Tandis que la fonction de transfert en émission augmente linéairement avec la fréquence, la fonction de transfert en réception décroît. Ce comportement est dû à la relation de réciprocité de (4.2). Quant au temps de groupe de la fonction de transfert en réception, il est identique à celui de la fonction de transfert en émission : le déphasage de la relation de Rayleigh-Carson est linéaire.

Tout comme les antennes à bandes étroites, le gain des antennes se calcule à partir de la formule de FRIIS et peut être relié aux fonctions de transfert des antennes grâce à (4.3) :

$$\begin{aligned} |\underline{S}_{21}(\omega, \theta, \phi)|^2 &= \frac{Pr}{Pe} \\ &= \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_e \\ &= |\underline{H}_{tx}(\omega, \theta, \phi) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \cdot \underline{H}_{rx}(\omega, \theta, \phi)|^2 \end{aligned} \quad (4.17)$$

La détermination du gain réalisé de l'antenne s'effectue grâce à la relation 4.17 en prenant le gain et la fonction de transfert identique pour les deux antennes. En utilisant la relation de réciprocité 4.2, l'expression du gain réalisé de l'antenne de référence s'écrit alors :

$$G_{ref}(\omega, \theta, \phi) = \frac{8\pi^2 f^2}{c_0^2} |\underline{H}_{rxref}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)|^2 \quad (4.18)$$

La Fig. 4.11 montre le gain de l'antenne cornet de référence déterminé à partir du banc de mesure G_F et donné par le constructeur G_C . Le gain moyen calculé \bar{G} entre 2 et 20 GHz est égale à 9.27dBi avec un écart type σ de 2.76 dBi et un maximum G_{max} de 12.33 dBi que l'on atteint à 18.15 GHz. En comparaison les données du constructeur C donnent un gain moyen de 9.53 dBi avec un écart type de 2.5 dBi et un gain maximum de 12.65 dBi atteint à 17.7 GHz . Les différences entre nos mesures et le gain donné par le constructeur sont acceptables compte tenu de la bande passante et de la différence d'environnement de mesure.

La réponse temporelle de l'antenne SH2000 est calculée en prenant pour signal

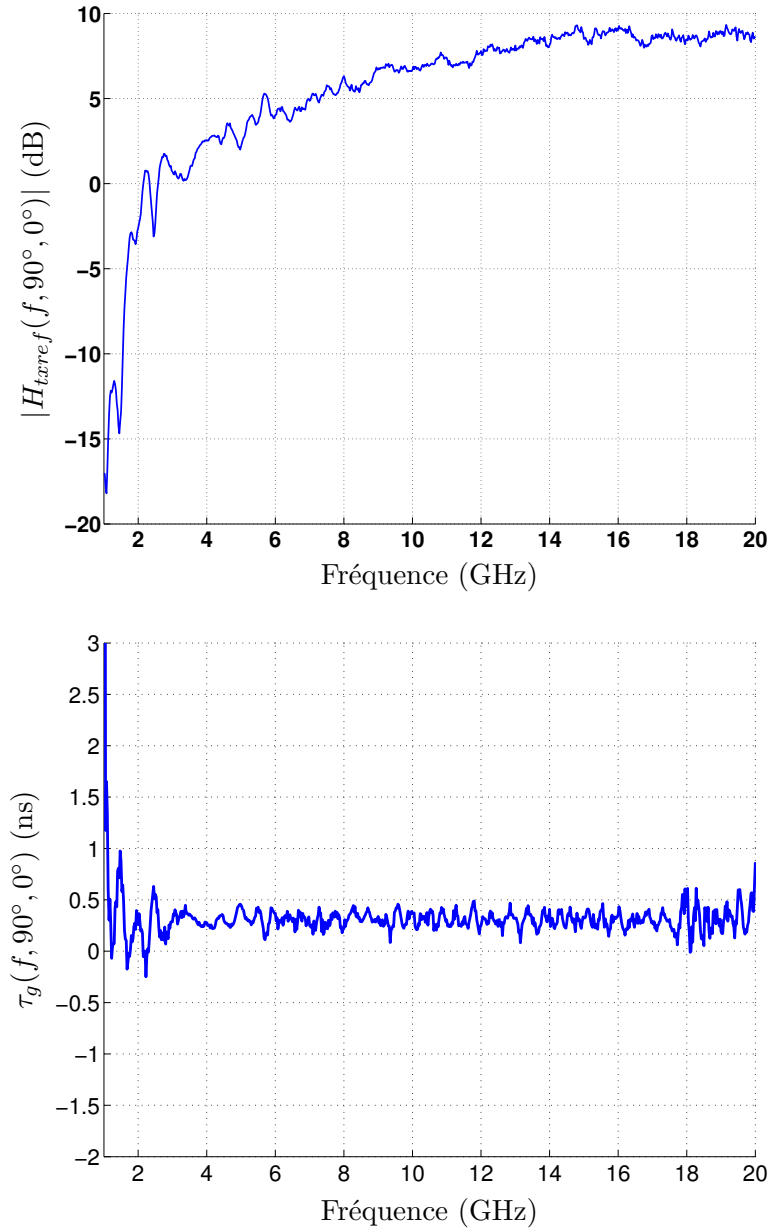


FIGURE 4.9 – Amplitude et temps de groupe de la fonction de transfert en émission $\underline{H}_{txref}(f, 90^\circ, 0^\circ)$ du cornet SH2000

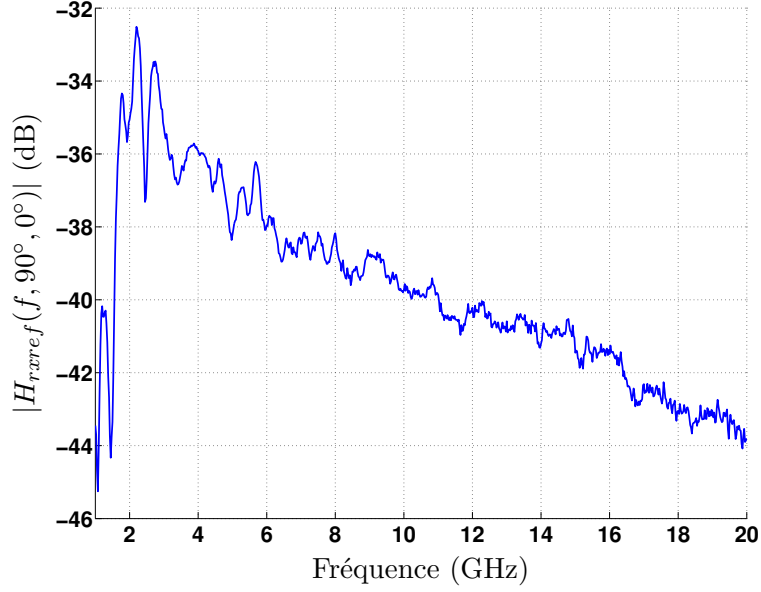


FIGURE 4.10 – Amplitude de la fonction de la fonction de transfert en réception $\underline{H}_{rxref}(f, 90^\circ, 0^\circ)$ du cornet SH2000

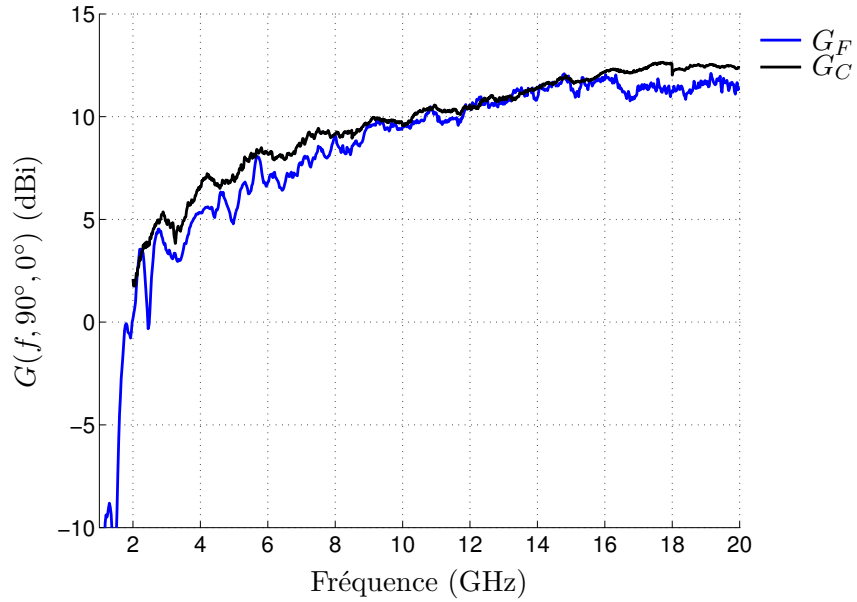


FIGURE 4.11 – Comparaison entre le gain obtenu avec le banc de mesure de la Fig. 4.8 G_F et le gain constructeur G_C de l'antenne cornet SH2000 de référence dans la direction $(\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$

Paramètres	$e(t)$	$s_{tx}(t)$	$s_{rx}(t)$
τ_{FWHM} en ps	93	97	102
$p(90^\circ, 0^\circ)$		2.32	0.015
FF en %	1	0.89	0.95

TABLE 4.1 – Paramètres du signal émis et des réponses temporelles du cornet SH2000 en émission et en réception dans la direction principale ($\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$)

d'entrée un monocycle gaussien ayant pour expression $e(t) = -\frac{t}{\tau}e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$ avec $\tau = 0.35ps$. Le spectre de ce signal est centré autour de 6.5 GHz et conduit à une impulsion de largeur $\tau_{FWHM} = 93$ ps (Fig. 4.12)

Les réponses temporelles des antennes en émission $s_{tx}(t)$ et en réception $s_{rx}(t)$ sont présentées dans Fig. 4.13. Par rapport à la réponse temporelle en réception, la réponse temporelle en émission possède une plus grande amplitude. La forme du signal $s_{tx}(t)$ est celle de la dérivée du monocycle Gaussien. Nous retrouvons le terme de dérivation de la relation de Rayleigh-Carson de (4.2). Tandis que le signal $s_{rx}(t)$ restitue le signal $e(t)$ avec de faibles distortions. Les amplitudes de $s_{tx}(t)$ et $s_{rx}(t)$ sont différentes de par la définition de leur fonction de transfert. Le tableau 4.1 résume les principales caractéristiques de l'antenne cornet SH2000. La différence entre le facteur de fidélité du modèle en émission et en réception montre que les déformations induites par le phénomène de différentiation sont à prendre en compte lors du choix du signal d'émission.

Le champ rayonné peut être également calculé en ajoutant la fonction de transfert du canal. La forme sera identique à $\underline{H}_{tx}(\omega)$ mais l'amplitude atténuée de $1/d$. La phase de la fonction de transfert du canal (4.4) varie linéairement avec la fréquence.

4.2.4 Mesures et résultats de l'antenne sous test

La partie précédente présente la caractérisation de 2 antennes identiques suivant la direction du lobe principal (axe x de la Fig. 4.7). Une fois la fonction de transfert de cette antenne connue, l'antenne de référence placée sur la table tournante est remplacée par une antenne à caractériser. La Fig. 4.14 montre le banc de mesure fréquentielle d'une antenne sous test. Dans ce chapitre l'antenne sous test est l'antenne SH2000.

La mesure s'effectue comme précédemment en fonction de la fréquence et de la direction (θ, ϕ) du point d'observation. Il en résulte que tous les éléments d'analyse définis dans la section 4.1.1 sont angulairement dépendants.

Le coefficient de transmission ainsi mesuré s'exprime par :

$$\underline{S}_{21}(\theta, \phi, \omega) = \frac{\underline{b}_{2test}}{\underline{a}_1} = \frac{j\omega}{c_0} \cdot \underline{H}_{rxref}(\omega, 90^\circ, 0^\circ) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega) \cdot \underline{H}_{rxtest}(\omega, \theta, \phi) \quad (4.19)$$

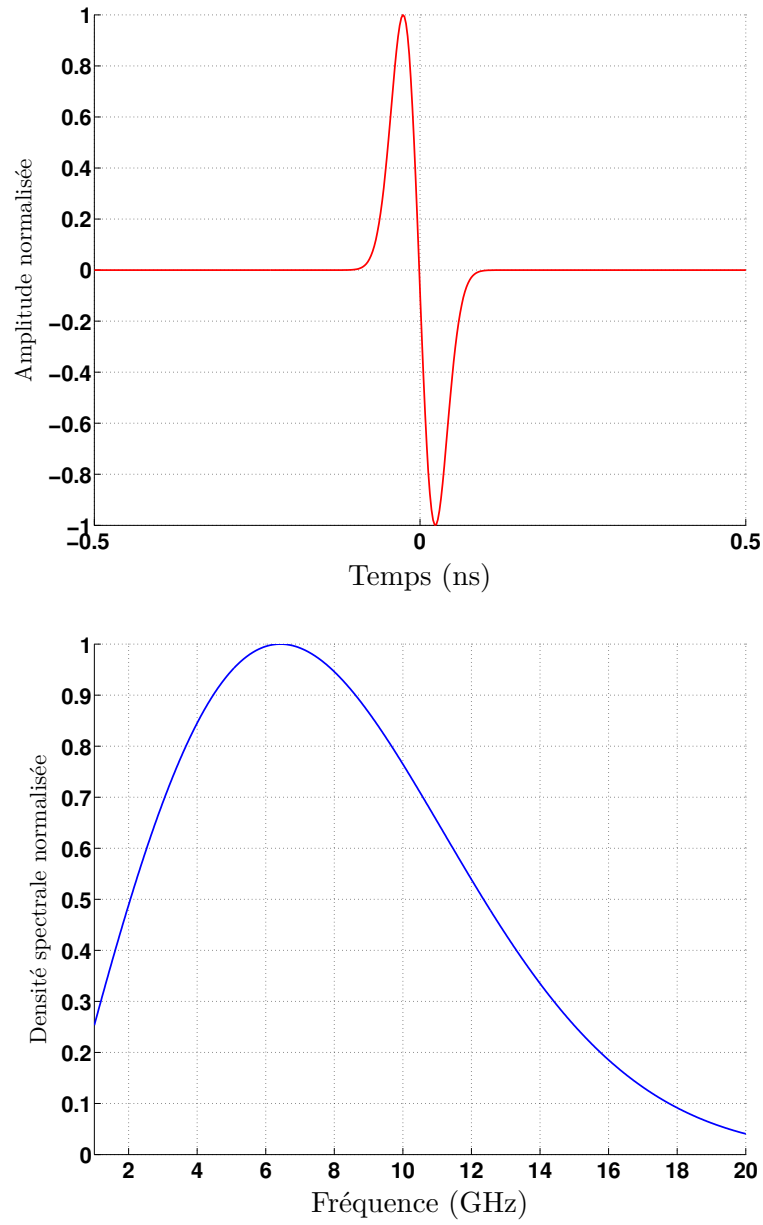


FIGURE 4.12 – Forme d'onde et spectre du monocycle gaussien utilisé : $e(t) = -\frac{t}{\tau} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$ ($\tau = 0.35ps$)

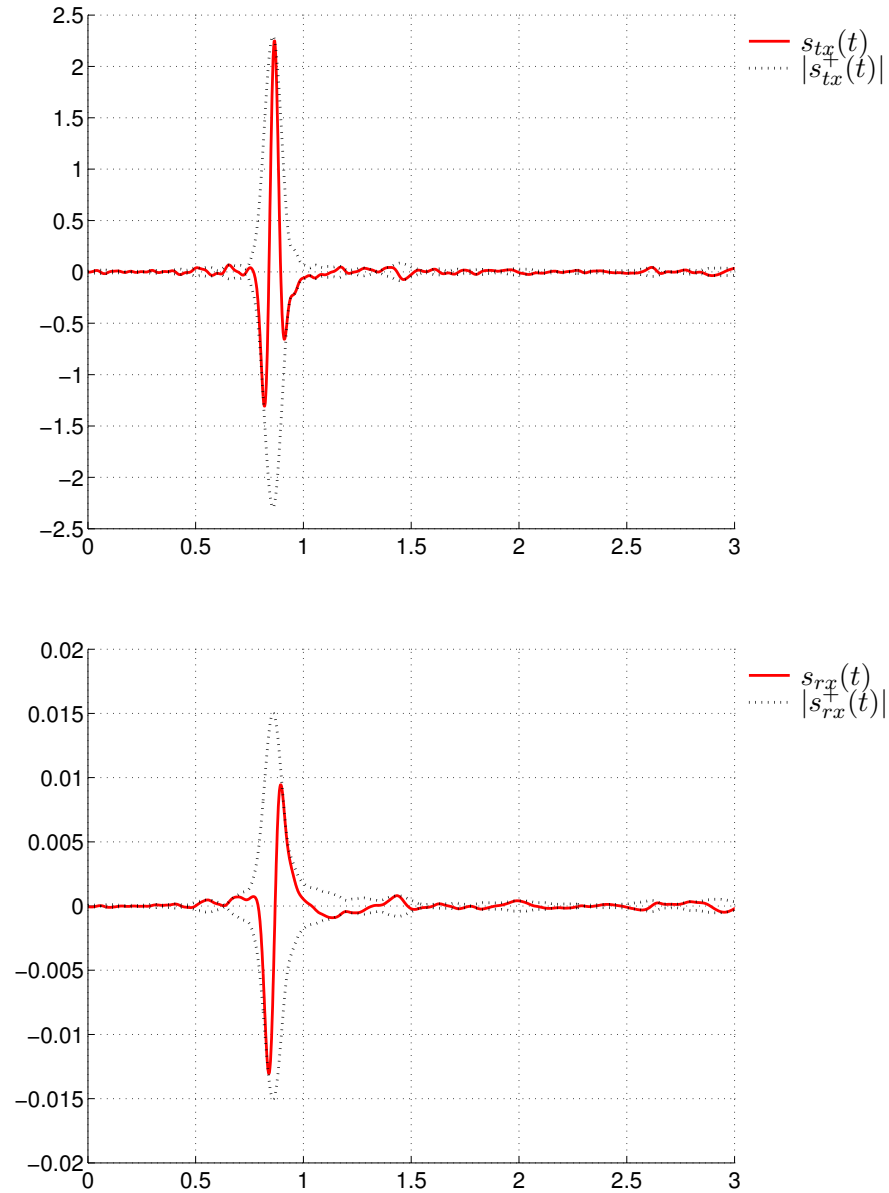


FIGURE 4.13 – Les réponses temporelles en émission et en réception du cornet SH2000 pour une excitation gaussienne $e(t)$ définie dans la Fig. 4.12

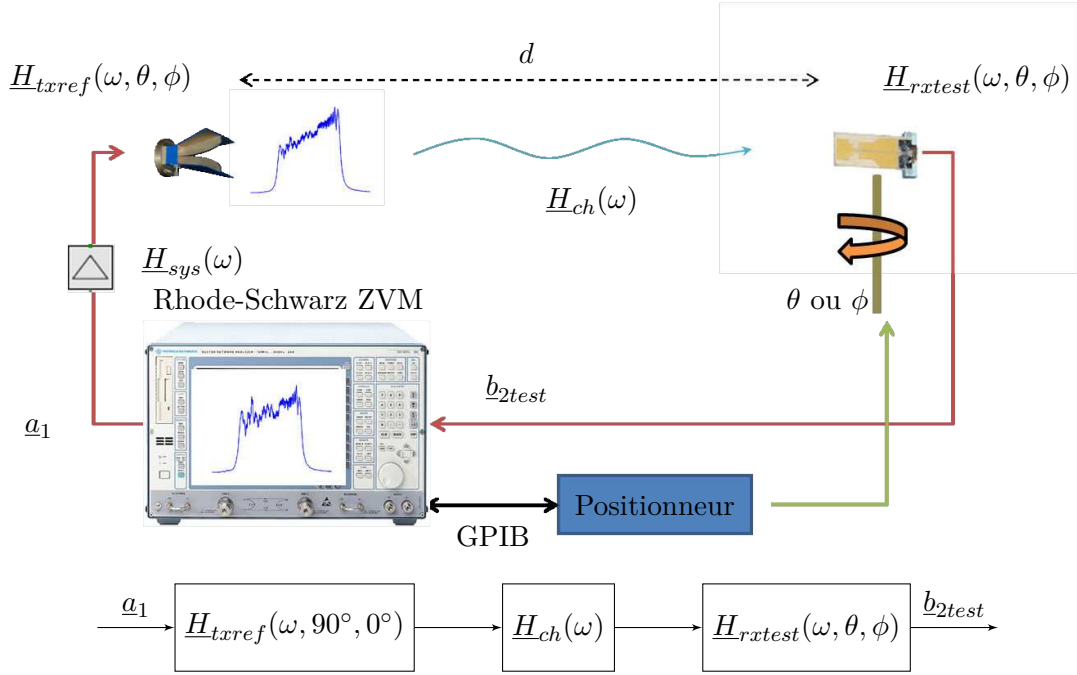


FIGURE 4.14 – Banc de mesure fréquentiel et schéma fonctionnel de la fonction de transfert de l'antenne de test

De (4.19) on en déduit la fonction de transfert de l'antenne sous test :

$$\underline{H}_{rxtest}(\omega, \theta, \phi) = \frac{\underline{S}_{21test}(\omega, \theta, \phi) \cdot c_0}{j\omega \cdot \underline{H}_{txref}(\omega, 90^\circ, 0^\circ) \cdot \underline{H}_{ch}(\omega)} \quad (4.20)$$

Le calcul de la fonction de transfert de l'antenne sous test dépend de la mesure du coefficient de transmission $\underline{S}_{21test}(\omega, \theta, \phi)$ mais aussi de la fonction de transfert de l'antenne de référence. La qualité large bande de l'antenne de référence et la précision de la mesure à partir de laquelle a été obtenue sa fonction de transfert jouent un rôle important dans ce calcul.

La fonction de transfert est maintenant mesurable dans toutes les directions. Dans le cadre de la caractérisation d'une antenne réseau ULB il est judicieux de pouvoir mesurer la fonction de transfert sur toute la bande de fréquence mais aussi dans le plan du réseau afin de visualiser l'effet réseau et ainsi observer la direction et le nombre des éventuels lobes de réseau.

La Fig. 4.15 montre le gain réalisé du cornet de référence dans les plans E ($\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$) et H ($\phi \in [-90, 90]$). Le cornet SH2000 rayonne principalement dans la direction ($\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$). Dans les plans E et H, le gain réalisé est stable en fonction de la fréquence dans la direction du lobe principal.

La réponse temporelle du cornet SH2000 dans les plans E et H est représentée sur la Fig. 4.16. Ce type de graphique n'est pas utilisé pour les antennes à bande étroite et montre les distorsions de l'antenne dans le temps en fonction des angles θ ou ϕ . L'antenne cornet a une bonne réponse temporelle. Le signal s_{tx} ne subit pas

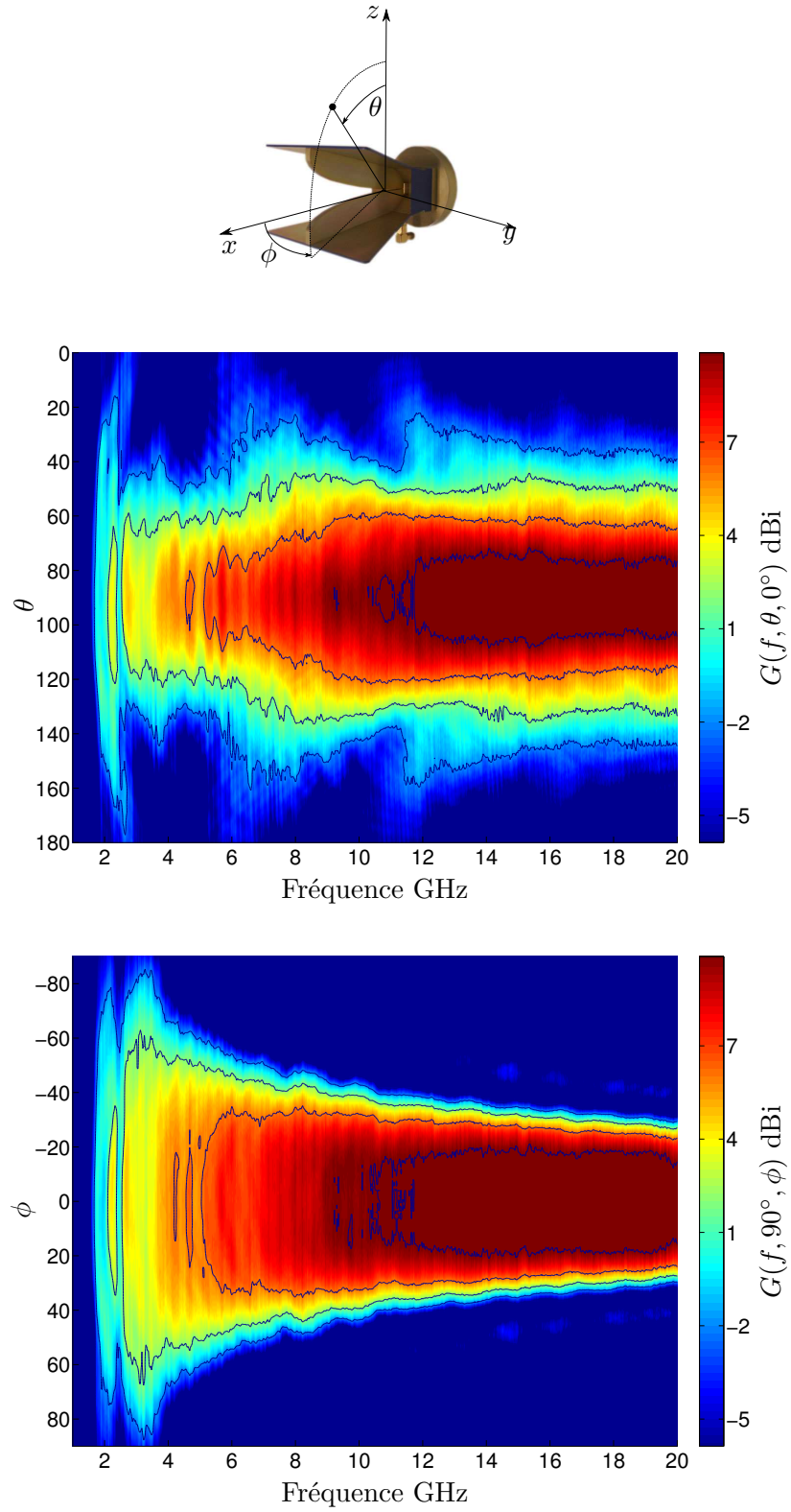


FIGURE 4.15 – Gain réalisé de l'antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

de déformation majeure dans les deux plans.

Le facteur de fidélité de l'antenne cornet est représenté sur la Fig. 4.17. Le signal d'excitation utilisé pour calculer le facteur de fidélité est le même que dans la partie

précédente : $e(t) = -\frac{t}{\tau}e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$ ($\tau = 0.35ps$). Dans les deux plans principaux de mesure on remarque deux comportements différents. D'une part dans le plan H, le facteur de fidélité est élevé dans la direction de rayonnement principale (avec deux maximums en $\theta = 60^\circ$ et 120°). En revanche dans le plan E le facteur de fidélité est quasiment constant dans toutes les directions θ .

Le facteur de fidélité et le gain sont décorellés : un gain faible sur toute la bande passante n'implique pas une réponse temporelle déformée. Cette information est relative à la linéarité de la phase et à la stabilité de l'amplitude de la fonction de transfert sur l'ensemble de la bande passante.

Les amplitudes pics de la réponse temporelle du cornet sont représentées dans les plans E et H sur la Fig. 4.18. Cette fois-ci dans les deux plans nous avons le même comportement : un maximum de la réponse temporelle dans la direction du lobe principal de rayonnement. Cette information traduit aussi les bonnes caractéristiques temporelles de cette antenne à savoir ne pas disperser et ne pas distordre le signal appliqué à l'antenne. L'énergie est conservée dans la direction du lobe principal de rayonnement puis restituée au même moment. Ce diagramme apporte des compléments d'analyse sur les réponses temporelles de la Fig. 4.16 en ne regardant que les maximas d'amplitudes en fonction de θ ou ϕ .

Enfin la largeur de l'impulsion à mi-puissance τ_{FWHM} de la réponse temporelle est présentée dans la Fig. 4.19, toujours dans les deux plans principaux. Comme nous le montrait déjà le facteur de fidélité, dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) le signal de sortie ne subit presque pas de distorsion suivant θ . Il en résulte un $\tau_{FWHM}(\theta, 0^\circ)$ quasiment constant et égale à 97 ps (pour $e(t)$ $\tau_{FWHM} = 93$ ps). De même dans le plan H, la largeur de l'impulsion est faible dans la direction du lobe principal de rayonnement puis augmente au delà de $\phi = \pm 40^\circ$

En conclusion, l'étude fréquentielle et temporelle de l'antenne cornet SH2000, nous montre qu'il s'agit d'une antenne directive, possédant un gain stable sur toute sa bande passante. Après l'analyse du facteur de fidélité, de la valeur pic et de la largeur d'impulsion, on peut conclure à un très bon comportement temporel. Celui-ci valorise la qualité de l'antenne à conserver l'intégrité du signal dans la totalité du plan E et à ne présenter que de faibles distorsions sur le plan H. En revanche le facteur de fidélité ne doit pas être analysé indépendamment de la valeur pic qui est relative au gain de l'antenne, car même si le signal est faiblement déformé, il peut être de très faible amplitude.

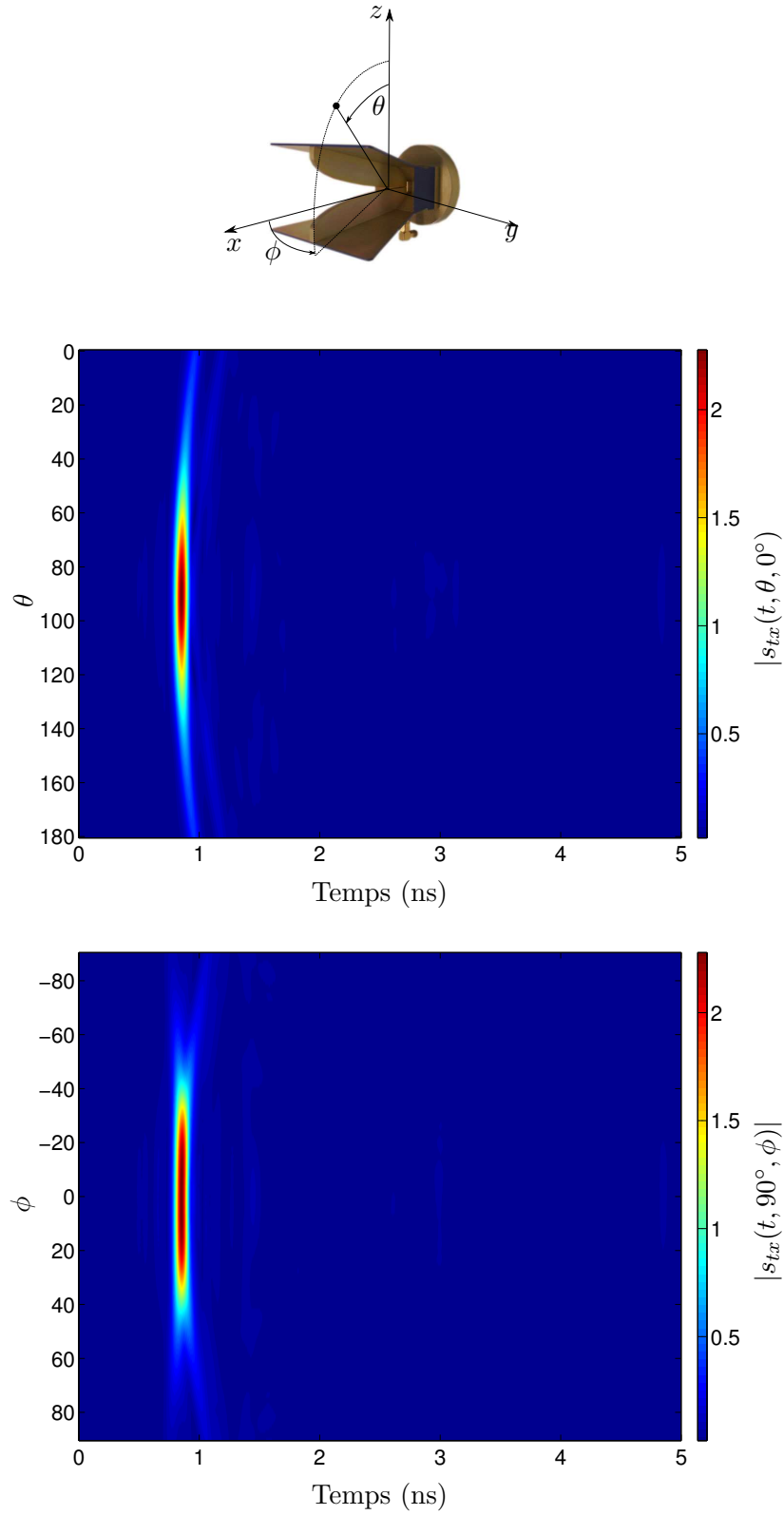


FIGURE 4.16 – Réponses temporelles de l'antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

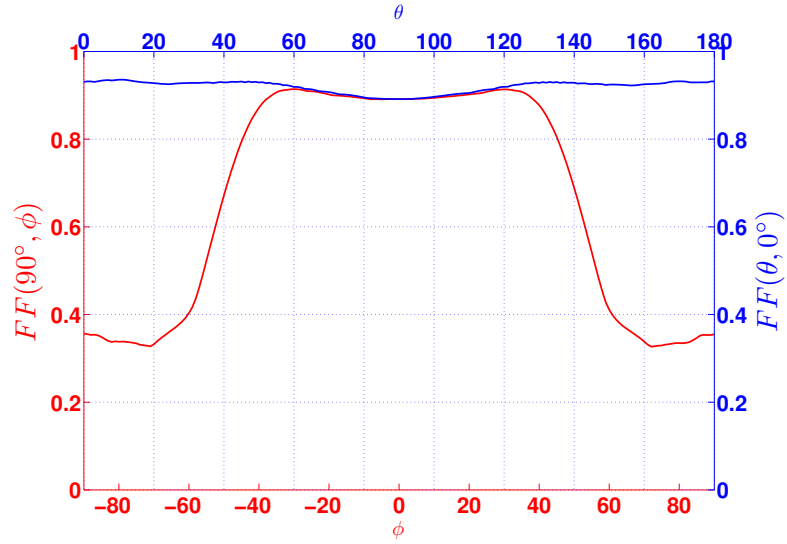


FIGURE 4.17 – Facteur de fidélité de l'antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

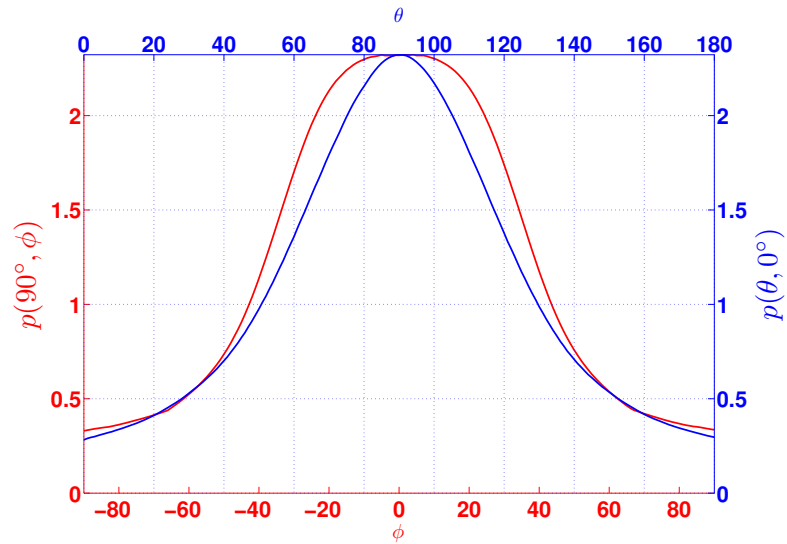


FIGURE 4.18 – Amplitude pic de l'antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

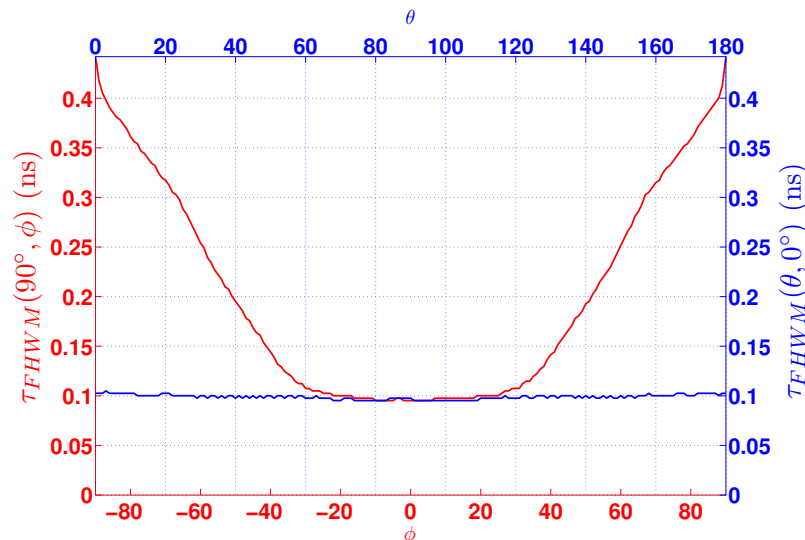


FIGURE 4.19 – Temps d’impulsion à mi-puissance de l’antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

4.3 Mesure de la réponse impulsionnelle d’une antenne Ultra Large Bande

La caractérisation des antennes ULB dans le domaine fréquentiel a permis de définir et d’analyser des descripteurs fréquentiels et temporels. Une seconde manière d’obtenir ces résultats est la mesure de la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel.

Cette étude fait l’objet d’une collaboration avec Orange Labs à La Turbie au sein du CREMANT et s’inscrit dans le cadre de mon implication dans le projet MIMOC (Méthodes d’Intégration et de Miniaturisation d’Objets Communicant). Ce projet fait suite aux travaux de Nicolas Fortino lors de sa thèse sur la conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes ULB impulsionnels [?] et complète nos connaissances et notre expertise dans ce domaine en mettant en jeu une métrologie différente.

Comme nous l’avons vu précédemment, l’analyse de la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel nous permet de remonter à la réponse impulsionnelle par une transformée de Fourier inverse. Cette fois-ci, il s’agit de mesurer la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel, puis d’accéder à la fonction de transfert par transformée de Fourier. Tous les descripteurs temporels et fréquentiels décrits précédemment restent inchangés.

Générateur Tektronix AWG7102	Oscilloscope Tektronix DPO 71604
Mode : Interleaving 20Gs/s	Equivalent Time 250 Gs/s
Taux de répétition : 100MHz	fenêtre temporelle : 20 ns
Signal : Impulsion gaussienne	Average : 60 acquisitions
Bande passante (-3dB) 5.8GHz	Acquisition : voie 1 synchronisation : voie 2

TABLE 4.2 – Récapitulatif de la configuration des appareils de mesure

4.3.1 Banc de Mesure de la réponse impulsionnelle

Dans cette mesure nous utilisons un générateur de signaux (Tektronix AWG7102) et un oscilloscope temps réel (Tektronix DPO 71604). Le générateur est utilisé en mode *interleaving* ce qui permet de générer une impulsion avec une fréquence d'échantillonnage de 20 Gs/s avant le processus de génération analogique du signal.

L'acquisition du signal est faite sur l'oscilloscope à temps réel. On utilise deux des quatre voies de l'oscilloscope. Le signal est enregistré sur la voie 1. La voie 2 est connectée au signal de synchronisation venant du générateur.

La largeur de la fenêtre temporelle de mesure est fixée à 20 ns. L'oscilloscope est en mode ET (*Equivalent Time*) et permet d'avoir une fréquence d'échantillonnage équivalente de 250 Gs/s (1 point de mesure toutes les 4ps). La fréquence de répétition du signal d'émission est de 1 MHz.

Cette configuration de mesure nous permet de remonter aux caractéristiques fréquentielles dans la limite de la bande passante de l'oscilloscope avec un pas de 50 MHz. Chaque signal mesuré est obtenu par un moyennage sur 60 acquisitions afin de diminuer le bruit de la mesure. En contre partie le temps d'acquisition augmente. Le tableau 4.2 présente la configuration des appareils de mesure.

4.3.2 Calibration de la chaîne de transmission d'impulsion

Afin d'isoler l'effet de l'ensemble des composants de la chaîne de mesure (câbles, atténuateur, amplificateurs de puissance), une calibration du système est faite. Dans un premier temps une mesure temporelle permet de prendre en compte la totalité des effets des éléments de la chaîne de transmission comme le montre le Fig. 4.20.

Le coefficient de transmission est calculé dans le domaine des fréquences par transformée de Fourier :

$$\underline{S}_{21cal}(f) = \frac{TF[u_{rxcal}(t)]}{TF[u_{tx}(t)]} \quad (4.21)$$

où TF est la transformée de Fourier.

Cette mesure de $u_{rxcal}(t)$ constitue le signal de calibration prenant en compte tous les éléments de la chaîne de mesure sans le couple antennes/canal. Les différences observées proviendront seulement des antennes et du canal de propagation.

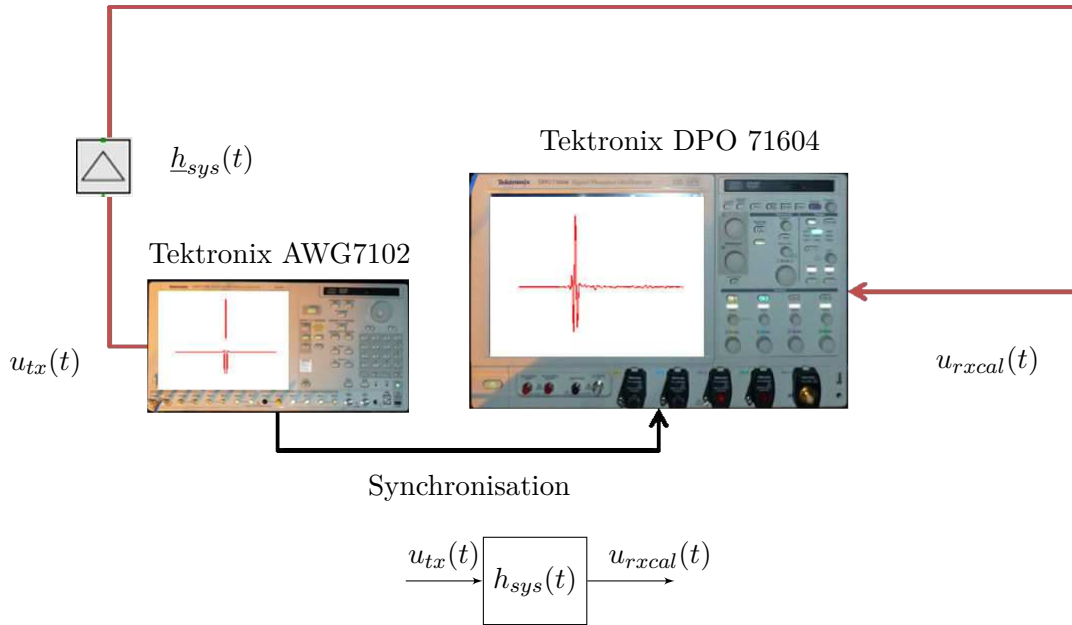


FIGURE 4.20 – Banc de la mesure et schéma fonctionnel pour déterminer le signal de calibration $u_{rxc}(t)$

Une fois la mesure effectuée les antennes peuvent être montées. Dans certains cas, l'utilisation d'un atténuateur est nécessaire afin de limiter l'amplitude du signal d'émission et d'éviter les éventuelles saturations des amplificateurs de puissance présents dans la chaîne de transmission, ce qui fausseraient le résultat. Dans cette éventualité, nous effectuons une mesure de calibration supplémentaire avec l'atténuateur afin de pouvoir retirer ses caractéristiques dans le traitement des données.

4.3.2.1 Mesure de la réponse impulsionnelle de l'antenne de référence

Tout comme pour le banc de mesure présenté dans le paragraphe 4.2.1, cette mesure est automatisée et reproductible quelque soit l'antenne sous test. Par conséquent dans un premier temps il est nécessaire de caractériser l'antenne de référence : le cornet SH2000. Sa réponse impulsionnelle et celle du canal de propagation seront déconvoluées de la réponse impulsionnelle totale (antenne de référence-canal-antenne sous test) afin de remonter à la réponse impulsionnelle de l'antenne sous test.

Il s'agit ici de retrouver les fonctions de transfert de l'antenne cornet SH2000 à partir des signaux temporels acquis avec le banc de mesure présenté dans la Fig. 4.21. Le coefficient de transmission calibré, comprenant le couple antennes de

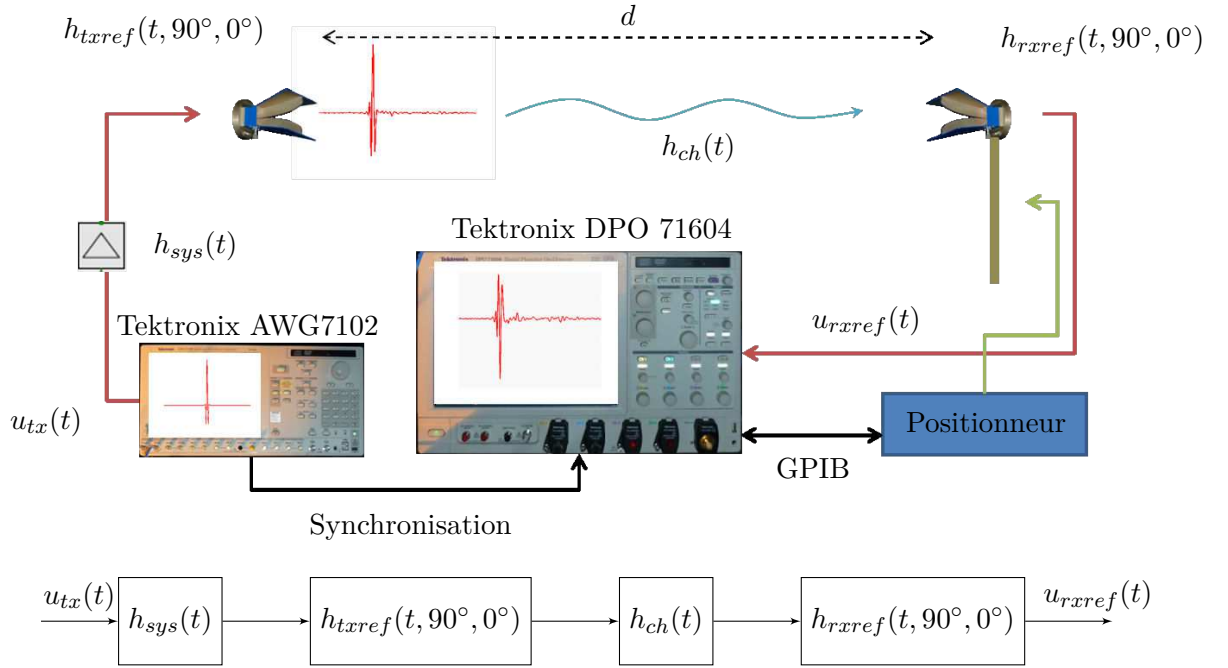


FIGURE 4.21 – Banc de mesure et schéma fonctionnel pour déterminer la réponse impulsionnelle de l'antenne de référence $h_{rxref}(t, 90^\circ, 0^\circ)$

référence et le canal de propagation, se déduit grâce à la relation :

$$\begin{aligned} \underline{S}_{21ref}(f) &= \frac{TF[u_{rxref}(t)]}{TF[u_{tx}(t)]} \cdot \frac{TF[u_{tx}(t)]}{TF[u_{rxcal}(t)]} \\ &= \frac{TF[u_{rxref}(t)]}{TF[u_{rxcal}(t)]} \end{aligned} \quad (4.22)$$

La fonction de transfert du cornet de référence SH2000 découle de cette mesure et de la relation 4.16

4.3.2.2 Mesure de la réponse impulsionnelle de l'antenne sous test

Tous les éléments de la chaîne de transmission sont maintenant connus. Une mesure temporelle d'une antenne sous test est alors possible pour les différentes positions angulaires autorisées par les positionneurs (4.22).

Le coefficient de transmission de la mesure globale $\underline{S}_{21mes}(f)$ entre les deux antennes et le canal de propagation s'obtient par la relation :

$$\underline{S}_{21mes}(f) = \frac{TF[u_{rxmes}(t)]}{TF[u_{rxcal}(t)]} \quad (4.23)$$

La fonction de transfert de l'antenne sous test est déduite de la même relation (4.20) qui est utilisée dans la méthode de caractérisation fréquentielle.

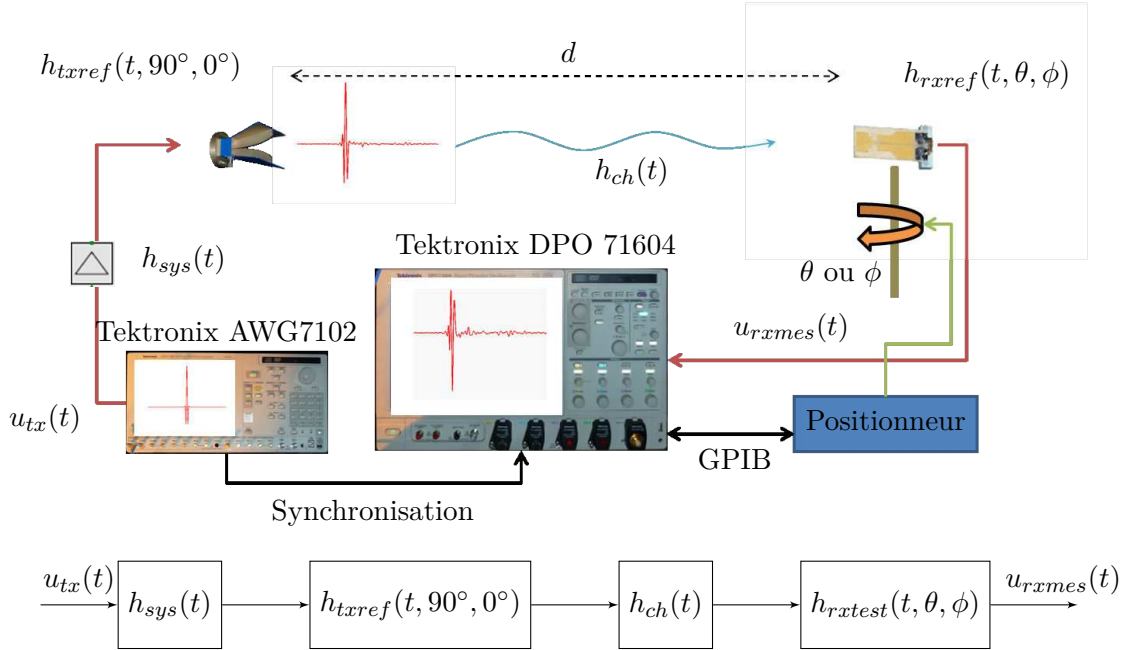


FIGURE 4.22 – Banc de mesure et schéma fonctionnel pour déterminer la réponse impulsionnelle de l'antenne sous test $h_{rxtest}(t, \theta, \phi)$

4.4 Comparaison des résultats entre méthodes de caractérisation fréquentielle et temporelle

Nous nous baserons sur les résultats issus des méthodes de caractérisation présentées afin de faire une comparaison entre les résultats temporels et fréquentiels. Les résultats de l'antenne sous test présentés correspondent à ceux de l'antenne SATIMO SH2000.

Le principal critère de comparaison retenu pour la caractérisation temporelle est la dynamique de la réponse temporelle ainsi que sa bande passante. Une fois ce choix arrêté, il donnera lieu à une comparaison entre les gains et les réponses temporelles des antennes calculés à partir des bancs de mesures fréquentielles et temporelles.

4.4.1 Choix du signal utilisé pour la mesure

Par rapport à la méthode de caractérisation fréquentielle, les résultats obtenus en temporel vont dépendre du spectre et de l'amplitude du signal envoyé dans la chaîne de transmission. Toutes les étapes de caractérisation (calibration, mesure des antennes de référence et mesure de l'antenne sous test) doivent être réitérées si le signal délivré par l'émetteur est modifié.

Dans cette partie, trois signaux différents sont générés par le Tektronix AWG7102 avec les mêmes réglages (*interleaving* et fréquence de répétition) et sont

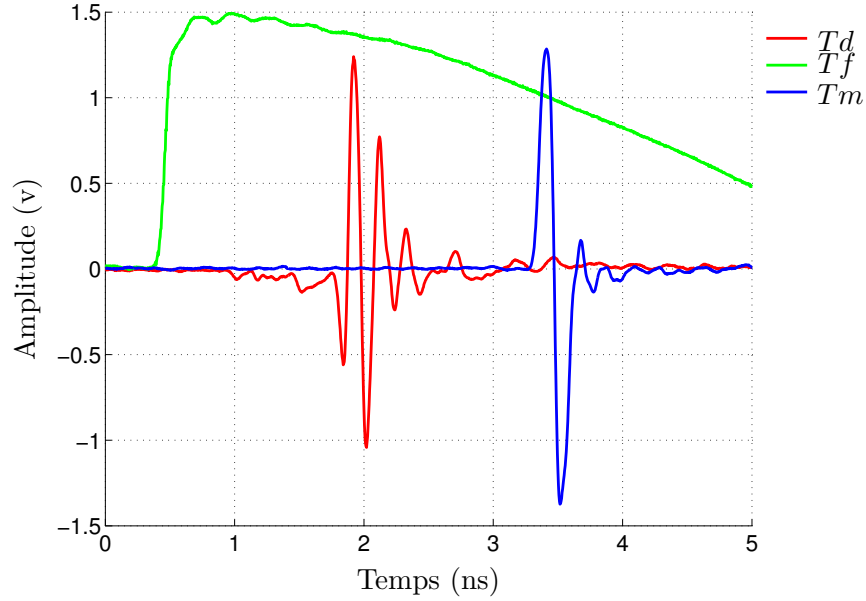


FIGURE 4.23 – Différents signaux d’émission $e(t)$ générés par le Tektronix AWG7102 pour la caractérisation temporelle

enregistrés de manière identique à celle décrite dans la section 4.3.1. La Fig. 4.23 présente ces trois signaux : un doublet gaussien FCC T_d , un front montant T_f et un monocycle gaussien T_m .

Ces signaux sont choisis avec des formes et des spectres différents comme le montre la Fig. 4.24 et permettent une caractérisation sur différentes bandes de fréquence. Le spectre du doublet gaussien T_d est centré à 5 GHz et rentre dans le gabarit de la bande FCC . Le monocycle gaussien T_m est centré autour de 3 GHz et couvre une bande de fréquence plus basse. Le spectre du front montant T_f couvre la bande de fréquence basse en dessous de 2 GHz.

La Fig. 4.25 présente les signaux reçus $u_{rxmes}(t)$ mesurés avec l’oscilloscope. Ces signaux sont enregistrés dans les conditions de réception optimales avec les antennes cornets SH2000 placées en vis à vis dans la direction du lobe principal de rayonnement (i.e dans la direction des gains maxims ($\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ$)).

Pour le doublet et le monocycle gaussien, l’amplitude pic à pic équivalente du signal reçu est de 37 mV. Quant à l’amplitude pic à pic du signal reçu avec le front, elle atteint 15mV, ce qui écarte l’utilisation de ce signal pour l’expérimentation afin de conserver une dynamique de mesure suffisante. Tous ces signaux mettent en évidence le phénomène de différenciation de Rayleigh-Carson au niveau de l’antenne d’émission. Le signal reçu avec le front montant montre que les antennes n’émettent aucune composante continue, son amplitude dépend de l’amplitude du front et sa bande passante du temps de montée du front qui est relatif à sa richesse spectrale. Une mesure identique avec un signal envoyé en bande de base a donné de bons résultats lors de caractérisation temporelle [?]. Il en résulte que la solution de

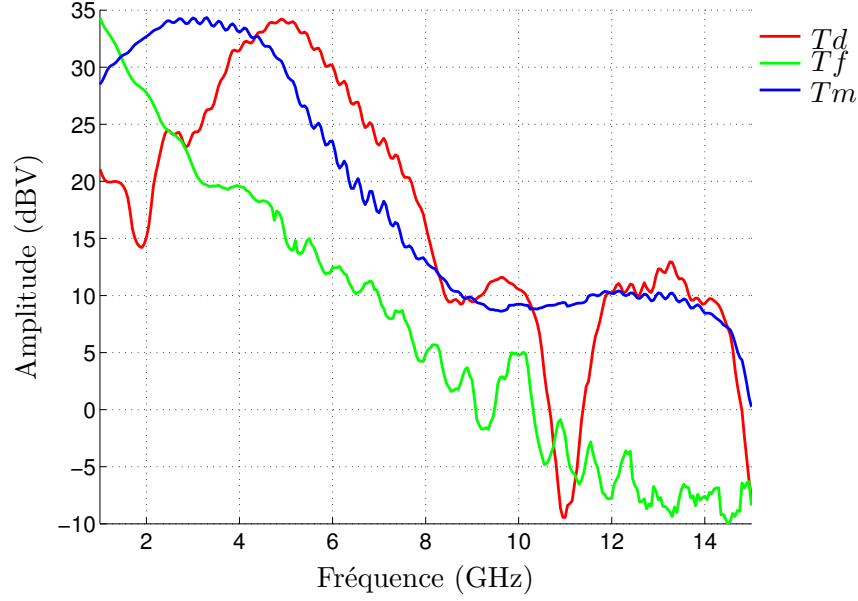


FIGURE 4.24 – Spectre des différents signaux générés par le Tektronix AWG7102 pour la caractérisation temporelle : doublet gaussien T_d , front montant T_f et monocycle gaussien T_m

l'utilisation d'un front montant est viable à condition de pouvoir générer un front suffisamment rapide et de grande amplitude.

Un dernier paramètre va nous permettre de choisir entre ces différents signaux émis. En effet le spectre du signal à envoyer doit correspondre au mieux à celui de la bande passante des antennes afin d'avoir la meilleure dynamique de mesure. Dans le cadre de cette campagne, toutes les antennes sont optimisées pour fonctionner dans la bande FCC en régime impulsif. Par conséquent, le signal choisi est le doublet gaussien. Cette impulsion est issue de la mesure d'une puce réalisée à l'IM2NP [?], permettant de générer un signal respectant les spécifications de la FCC en termes de densité spectrale de puissance avec une fréquence de répétition allant jusqu'à 1Gbits/s.

Le générateur Tektronix AWG7102 permet de générer un signal approchant l'impulsion mesurée dans [?] : les capacités du générateur en termes de bande passante sont poussées à leurs limites. En effet le mode *interleaving* du générateur permet de générer des signaux avec une fréquence d'échantillonnage f_e égale à 20Gs/s. Or le théorème de Nyquist-Shannon, énonce que la fréquence d'échantillonnage f_e d'un signal doit être égale ou supérieure au double de la fréquence maximale f_{max} contenue dans ce signal :

$$2f_e \geq f_{max} \quad (4.24)$$

Par conséquent la fréquence maximale que l'on puisse générer avec le Tektronix AWG7102 est $f_{max} = 10$ GHz. De plus selon le constructeur, la bande passante

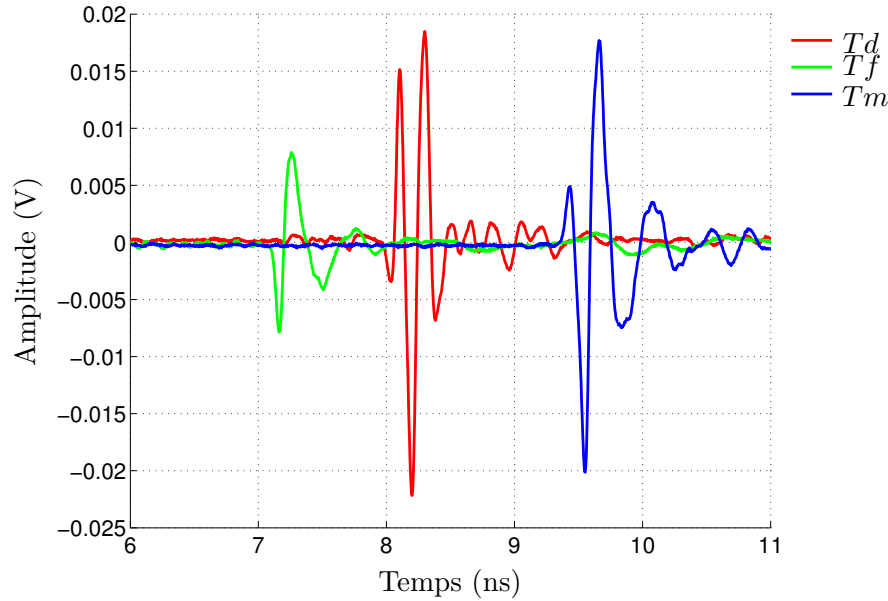


FIGURE 4.25 – Comparaison entre les différents signaux enregistrés par l’oscilloscope : doublet gaussien Td , front montant Tf et monocycle gaussien Tm

a -3dB est de 5.8 GHz. Ce qui explique la chute en amplitude du spectre de nos impulsions à partir de cette fréquence et affecte la dynamique de nos mesures après celle-ci.

4.4.2 Comparaison des gains réalisés calculés avec les différentes méthodes de caractérisation

Le gain de l’antenne de référence est calculé dans la direction principale de rayonnement à partir des trois signaux décrits précédemment. Il est ensuite comparé au gain obtenu avec la méthode de caractérisation fréquentielle et au gain donné par le constructeur (4.26).

En dessous de 5 GHz les courbes de gain obtenues par mesures temporelles sont équivalentes. Au delà le gain calculé quand le front est utilisé comme signal d’émission est bruité et diffère des autres mesures. Le spectre du front montant étant faible au dessus de cette fréquence, nous mesurons un signal de très faible amplitude noyé dans le bruit, par conséquent nous avons une contribution du bruit lors du calcul du gain par cette méthode. Comme nous l’avons précisé précédemment ce défaut peut être corrigé en augmentant la dynamique de la mesure pour avoir un front d’amplitude plus élevée.

Pour faire une comparaison efficace entre les différentes méthodes de caractérisation, les gains calculés sont comparés en termes de valeur moyenne, maximale et de leur écart type entre 3.1 et 10.6 GHz. Tous ces paramètres sont résumés dans le tableau 4.3 en fonction des différentes méthodes de mesure. Les gains moyen et maxi-

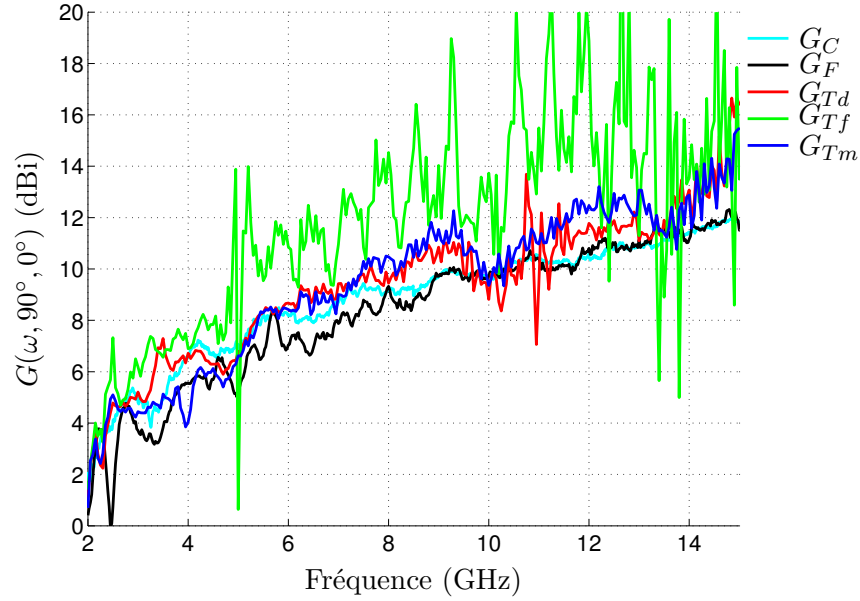


FIGURE 4.26 – Comparaison entre le gain constructeur G_C et les gains calculés de l’antenne cornet SH2000 avec la méthode fréquentielle G_F , la méthode temporelle avec le doublet gaussien FCC G_{Td} , le front montant G_{Tf} , le monocycle gaussien G_{Tm}

Méthode	C	F	Td	Tf	Tm
\bar{G}	8.12	7.77	8.62	11.07	8.53
G_{max}	10.3	10.07	11.04	20.16	12.26
σ_G	1.64	1.87	1.6	2.9	2.22

TABLE 4.3 – Comparaison des gains obtenus avec les différentes mesures dans la bande FCC

mun obtenus par mesure fréquentielle F sont les plus proches par rapport à ceux donnés par le constructeur. En revanche les résultats en termes d’écart type sont plus précis avec la mesure de caractérisation temporelle associée au doublet gaussien Td . En conclusion, par rapport aux autres méthodes, la mesure de caractérisation fréquentielle est la plus fiable par rapport aux spécifications du constructeur.

Ces gains sont ensuite calculés par plan afin de vérifier s’ils sont toujours aussi réguliers dans des directions où le rayonnement est faible. Comme les mesures de caractérisation fréquentielle F et temporelle avec le doublet gaussien Td donnent les résultats les plus proches de ceux du constructeur, nous nous contenterons de comparer les gains dans les plans E et H calculés à partir de ces mesures. Les cartes de gain dans ces plans déterminées avec ces deux méthodes sont représentées sur les figures 4.27 et 4.28.

En dessous de 2 GHz l’antenne ne rayonne pas car elle est désadaptée et au

dessus de 9GHz l'amplitude du spectre du signal émis est faible. Cela se traduit par du bruit sur les cartes de gain obtenues par la mesure de caractérisation temporelle avec le doublet gaussien G_{Td} . Cette observation vient confirmer que la méthode de caractérisation temporelle est acceptable mais moins précise que la méthode de caractérisation fréquentielle et surtout bornée par la bande passante du signal d'émission.

4.4.3 Comparaison des réponses impulsionnelles

La réponse temporelle de l'antenne cornet SH2000 obtenue avec le banc de mesure temporelle et le doublet gaussien Td comme signal d'émission est d'abord calculée puis comparée avec la réponse temporelle obtenue avec le banc de mesure fréquentielle.

La réponse temporelle dans la direction du lobe principal de rayonnement ($\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$) est représentée sur la Fig. 4.29. Nous pouvons constater une très bonne concordance entre les deux réponses temporelles obtenues à partir de ces deux méthodes.

Afin de comparer ces deux réponses temporelles, le facteur de fidélité FF , utilisé précédemment, est mis à contribution. Il est utilisé ici pour évaluer la différence entre les deux réponses temporelles recalculées pour chaque position angulaire.

$$FF(\theta, \phi) = \max_{\tau} \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} s_{txF}(t, \theta, \phi) s_{txTd}(t + \tau, \theta, \phi) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |s_{txF}(t, \theta, \phi)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |s_{txTd}(t, \theta, \phi)|^2 dt} \right] \quad (4.25)$$

La Fig. 4.30 nous montre ce facteur de fidélité dans les plans E et H. Une bonne concordance entre les deux signaux est observable sur les deux plans avec un maximum de 93% dans l'axe. Sur le plan E il est supérieur à 80% sur tous les angles d'observation avec un maximum de concordance entre les deux méthodes de caractérisation dans l'axe. Dans le plan H lorsque ϕ est supérieur à $\pm 60^\circ$ nous observons une chute du facteur de fidélité en dessous de 60%. Cette décroissance du facteur de fidélité se situe sur les lieux où les antennes ont un gain faible et où le bruit a plus d'impact dans nos mesures.

4.5 Conclusions sur les méthodes de caractérisation

Dans ce chapitre nous avons mis au point et comparé deux méthodes différentes pour caractériser des antennes ULB : la mesure de la fonction de transfert et la mesure de la réponse impulsionnelle. Les principes théoriques ont été étudiés et différents descripteurs fréquentiels et temporels des antennes ULB ont été introduits.

Les bancs de mesure des fonctions de transfert et des réponses impulsionnelles sont détaillés. Ces deux techniques métrologiques permettent d'étudier les caractéristiques des antennes ULB dans les principaux plans de mesure. Le matériel, l'environnement et l'acquisition des données sont différents, mais les résultats obtenus par post-traitement sont équivalents. Après avoir effectué une comparaison

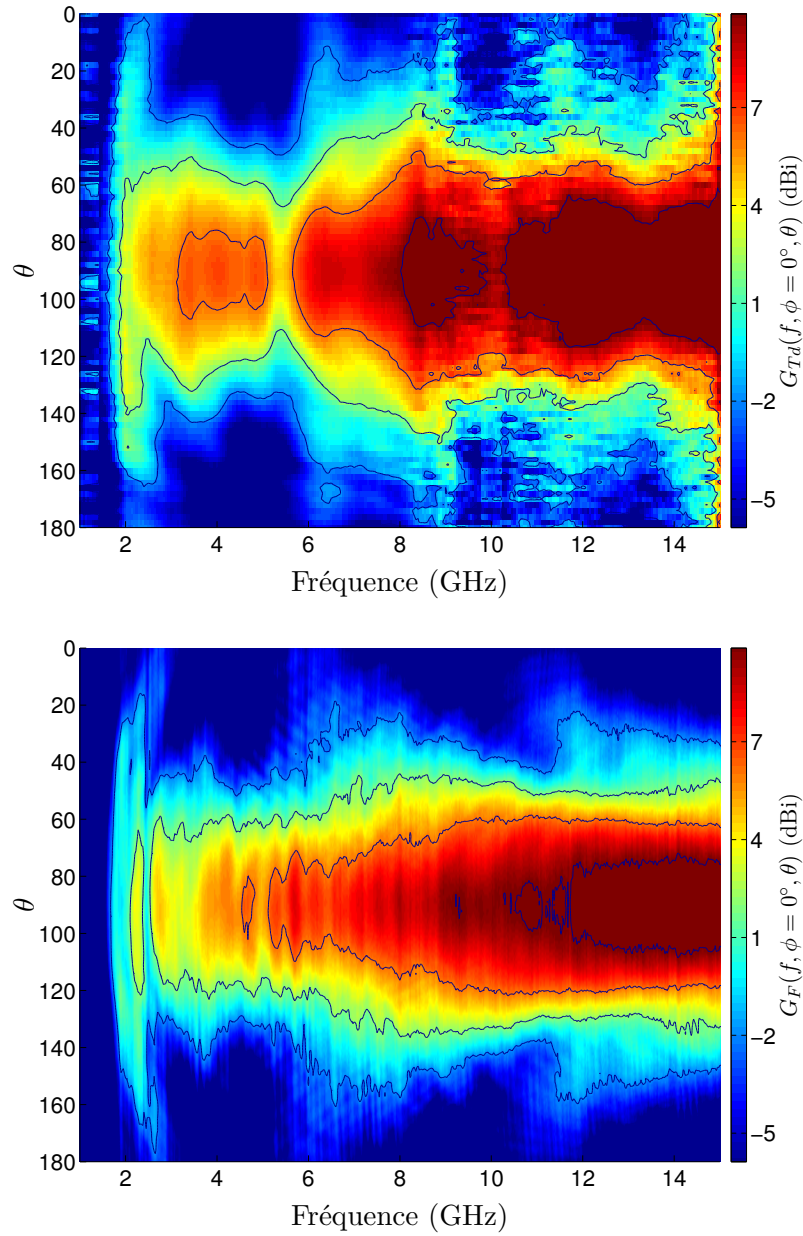


FIGURE 4.27 – Cartes de gain de l'antenne SH2000 sur le plan E ($\phi = 0^\circ, \theta$) : mesure temporelle à gauche, mesure fréquentielle à droite

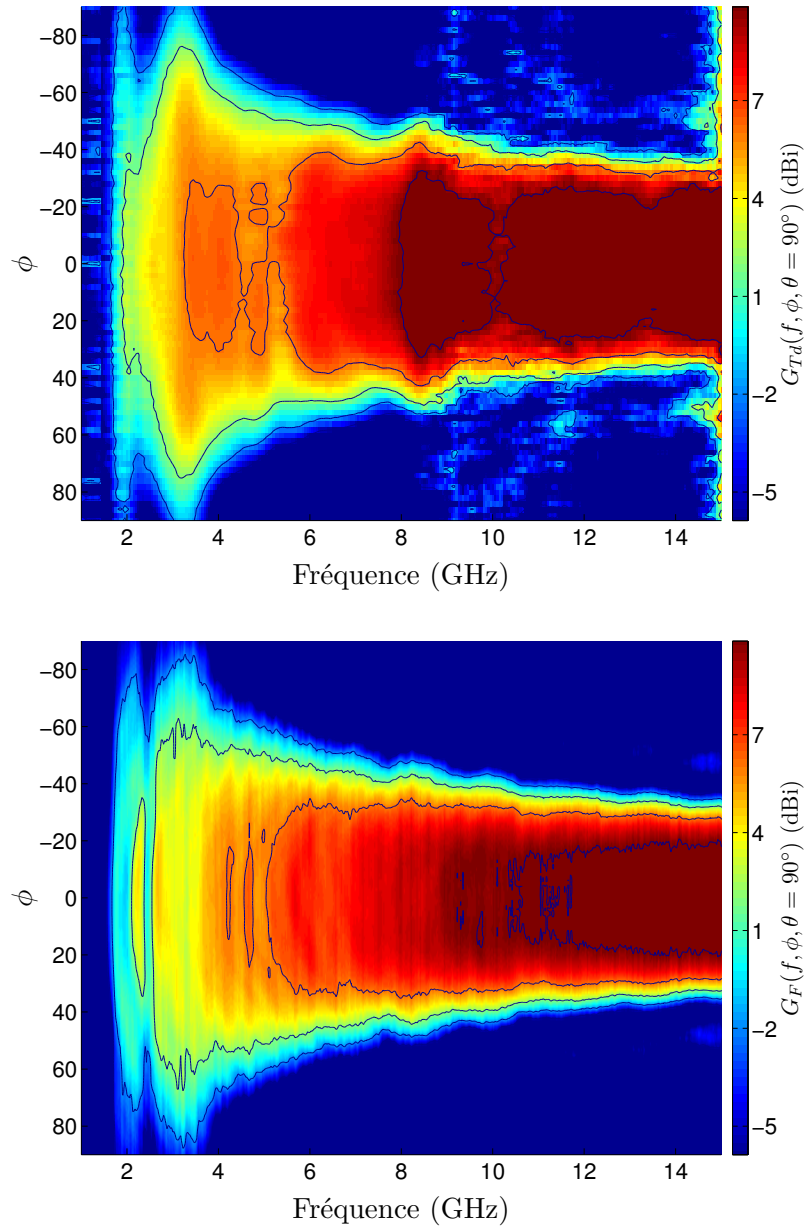


FIGURE 4.28 – Cartes de gain de l'antenne SH2000 sur le plan H ($\phi, \theta = 90^\circ$) : mesure temporelle à gauche, mesure fréquentielle à droite

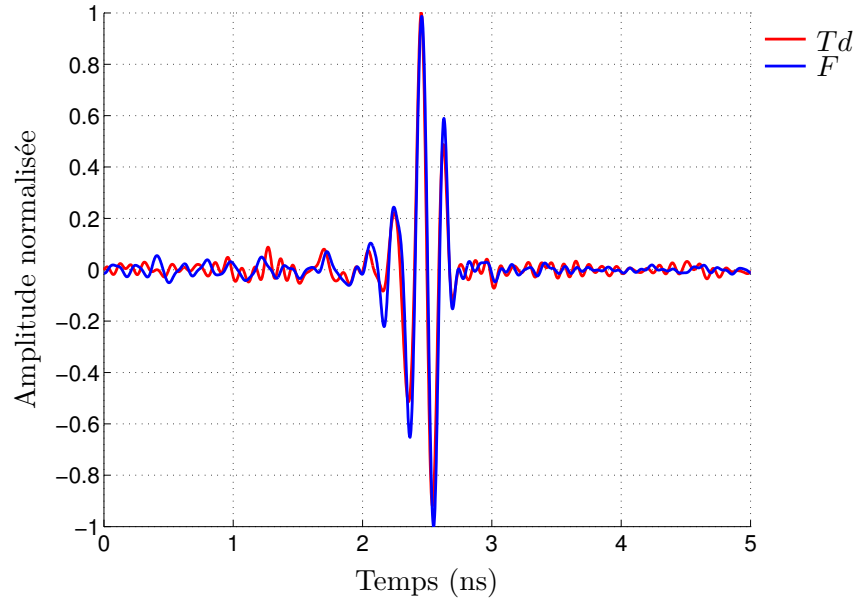


FIGURE 4.29 – Comparaison des réponses temporelles s_{tx} obtenues par méthode de caractérisation temporelle Td et fréquentielle F

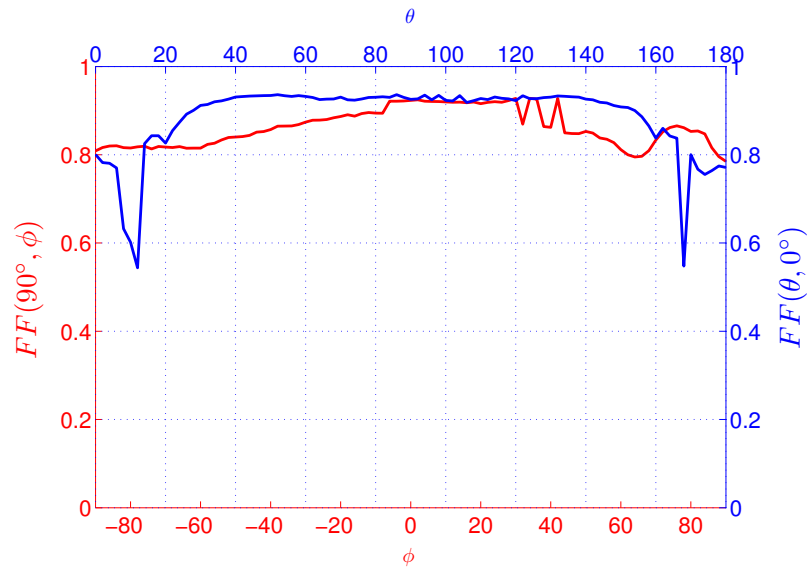


FIGURE 4.30 – Facteur de fidélité de l'antenne SH2000 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$) défini par la relation (4.25)

en termes de gain par rapport aux spécifications du constructeur, les méthodes de caractérisation par mesure fréquentielle F et par mesure temporelle avec doublet gaussien Td sont choisies afin de comparer leurs réponses temporelles. Une bonne concordance entre les résultats obtenus avec les deux types de caractérisation est observable. Les différences obtenues soulignent les limitations métrologiques que nous rappelons :

- Avec la méthode de caractérisation temporelle, nous disposons d'appareils dont le plancher de bruit est réduit (Oscilloscope temps réel Tektronik - 60dBm) par rapport à un analyseur de réseau vectoriel (-120dBm).
- Lors de la mesure temporelle, le spectre du signal d'émission (ou signal de référence) est limité en bande passante. Une antenne dont la bande passante excède la décade nécessite des mesures supplémentaires avec plusieurs signaux présentant des couvertures spectrales différentes. Avec un analyseur vectoriel une seule mesure est suffisante afin d'étudier la fonction de transfert d'une antenne sur plus d'une décade.
- La méthode de caractérisation temporelle permet d'avoir des temps de mesure plus courts et plus rapides qu'avec la méthode fréquentielle : 9.25 sec. pour une mesure temporelle contre 25 sec. pour une mesure fréquentielle.
- La méthode de caractérisation temporelle ne nécessite pas l'usage d'une chambre anéchoïde. Cette propriété doit aussi entrer dans les considérations financières. Une calibration, avec des réflecteurs placés sur les objets les plus proches des antennes, permet de trouver la taille de la fenêtre temporelle adéquate et de supprimer les réflexions parasites comme nous montre la Fig. 1.2 ou de manière analytique en fonction de l'emplacement des objets les plus proches [?]. L'absence de chambre anéchoïde se révèle très utile lorsqu'il s'agit de mesurer des antennes fonctionnant en basses fréquences : la taille des absorbants composant la chambre anéchoïde est inversement proportionnelle à la fréquence.

Le tableau 4.4 et la Fig. 4.31 résument les différences entre les deux métrologies utilisées pour caractériser les antennes ULB. Le signe \otimes fait référence à la convolution des réponses impulsionnelles et le signe \bullet à la multiplication des fonctions de transfert. La réponse impulsionnelle totale est la combinaison des réponses impulsionnelles de chaque bloc composant la chaîne de transmission. La combinaison de toutes les fonctions de transfert est identique à la mise en série de filtres et donne la fonction de transfert totale de tout le système.

Nous avons démontré dans ce chapitre que la méthode de caractérisation par mesure fréquentielle est la méthode la plus fiable afin de retrouver les spécifications du cornet de référence données par le constructeur. De plus les antennes que nous allons étudier sont conçues pour fonctionner sur la bande de fréquence allouée par la FCC. Par conséquent la limite en bande basse introduite par la taille des absorbants n'est pas atteinte dans la chambre anéchoïde du LEAT (800 MHz). Les antennes ULB fabriquées dans les chapitres suivants seront mesurées par cette méthode et les descripteurs fréquentiels et temporels en découleront.

Méthode	Fréquentielle F	Temporelle Td
Coût matériel	analyseur vectoriel : Chambre anéchoïde	Générateur : Oscilloscope
Limite fréquentielle	Absorbant (basse fréquence)	Bande passante du signal de mesure
Plancher de bruit (dBm)	-120	-60
Temps d'acquisition par angle	25	9.25

TABLE 4.4 – Comparaison entre la méthode de caractérisation fréquentielle F et la méthode de caractérisation temporelle Td

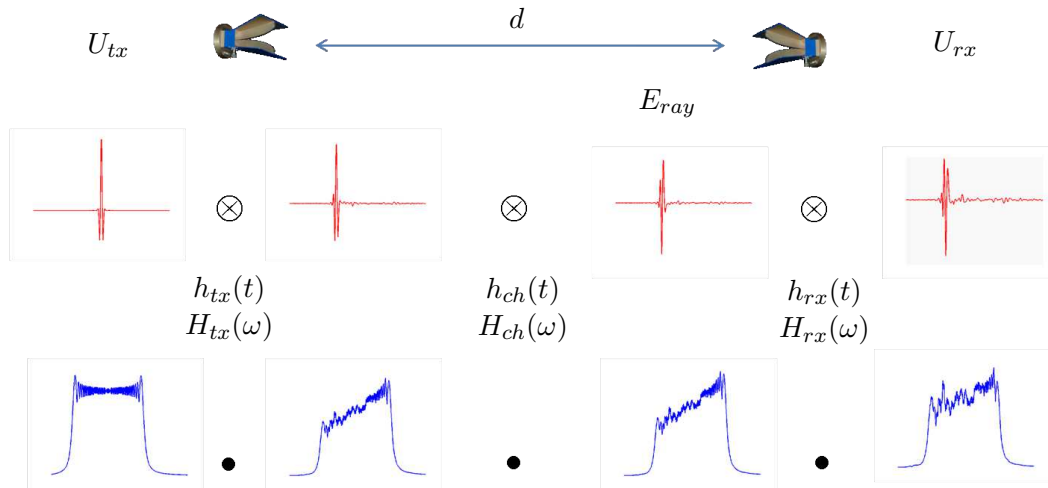


FIGURE 4.31 – Comparaison des signaux entre la méthode de caractérisation temporelle (rouge) et fréquentielle (bleue)

Etude et conception d'un nouvel élément planaire ULB

Sommaire

5.1	Géométrie de l'antenne grande fente avec cavité (CBSA)	110
5.2	Etudes paramétriques des dimensions de l'antenne CBSA	112
5.2.1	Largeur de la fente Y_c	112
5.2.2	Longueur de la fente Z_c	113
5.2.3	Profondeur de la cavité d	114
5.2.4	Largeur du patch Y_{pa}	115
5.2.5	Longueur du stub Z_{pa}	115
5.2.6	Longueur de la ligne Z_{pa1}	116
5.2.7	Transition ligne-patch Z_{pa2}	118
5.2.8	Largeur du plan de masse L	118
5.3	Réalisation de l'antenne CBSA	119
5.3.1	Distribution des champs et diagramme de rayonnement	123
5.4	Etude du rayonnement de l'antenne CBSA	127
5.4.1	Carte de gain de l'antenne CBSA	127
5.4.2	Réponse temporelle de l'antenne CBSA	129
5.5	Comparaison de différentes approches pour obtenir un rayonnement hémisphérique	134
5.6	Conclusions	136

Ce chapitre introduit une nouvelle antenne large bande présentant un rayonnement hémisphérique et une faible épaisseur sur plan de masse. Dans un premier temps les étapes de la conception sont explicitées. Puis l'étude des paramètres ayant le plus d'effet sur l'encombrement et le coefficient de réflexion est effectuée. L'analyse du champ électrique pour les différents modes de propagation dans l'ouverture de l'antenne est mise en relation avec son diagramme de rayonnement. Enfin la détermination de la fonction de transfert permet d'obtenir les caractéristiques de rayonnement sur la bande de fréquence dans les plans principaux et d'acquérir les principales informations du rayonnement en régime impulsionnel.

5.1 Géométrie de l'antenne grande fente avec cavité (CBSA)

L'antenne grande fente avec cavité ou CBSA (pour Cavity Back Slot Antenna), est issue des antennes ULB larges fentes introduites dans la section 2.5.4 et de son association avec une cavité métallique couramment utilisée pour supprimer le rayonnement arrière des antennes fentes à bande étroite [?, ?]. Les figures 5.1, 5.2 et 5.3 présentent la géométrie de l'antenne CBSA proposée. L'antenne est constituée d'une fente rectangulaire de largeur Y_c et de longueur Z_c découpée dans un plan de masse. La dimension L du plan de masse autour de la fente est choisie afin d'obtenir les conditions de plan de masse infini à la fréquence la plus basse de la bande FCC [3.1-10.6]GHz ($\lambda/2=50\text{mm}$).

Une ligne microruban terminée par un patch carré jouant le rôle de stub est choisie comme alimentation de cette ouverture pour la simplicité de sa conception. Elle est définie par trois paramètres : la largeur Y_{pa} , et la longueur totale Z_{pa} comprenant la zone de transition Z_{pa1} entre la ligne et le patch. Le stub est centré dans la largeur de l'ouverture (Fig. 5.1). De plus, grâce à ce type d'excitation, il est plus aisé d'intégrer des fentes pour rejeter certaines bandes de fréquences contrairement au stub de type *fork-like*[?]. L'ensemble est imprimé sur du substrat Rogers duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$) d'épaisseur $h = 0.695\text{mm}$ et alimenté par ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω (largeur 2.4 mm).

Comme nous l'avons vu précédemment dans la section 2.5.4, cette antenne possède un diagramme de rayonnement bidirectionnel perpendiculaire au plan de l'ouverture. Afin d'obtenir un rayonnement hémisphérique, une cavité métallique remplie d'air, dont la largeur et la longueur sont identiques à celles de l'ouverture, est placée du côté du plan de masse comme le montre la Fig. 5.2.

La Fig. 5.3 offre une vue en perspective de l'ensemble antenne large fente et de la cavité qui forme la CBSA représentée dans le système de coordonnées sphériques utilisé pour la représentation des diagrammes de rayonnement et des fonctions de transfert.

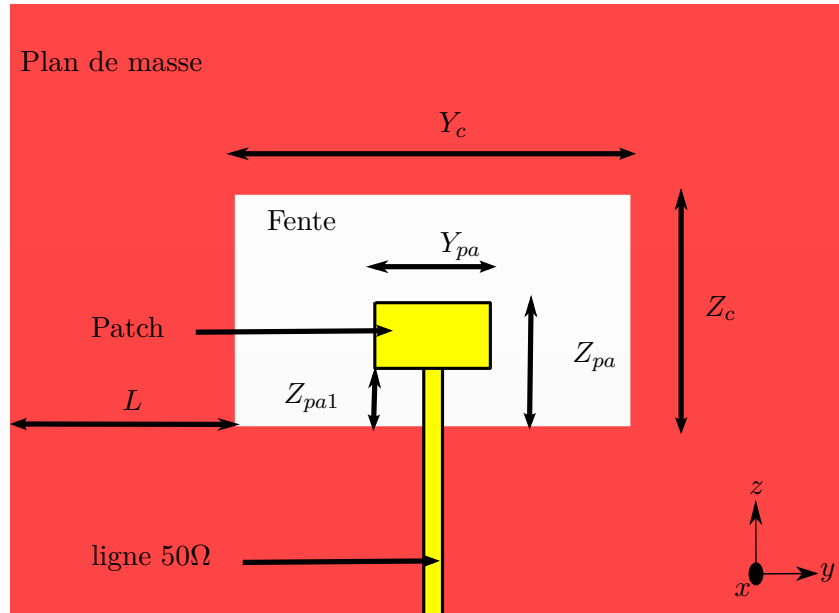


FIGURE 5.1 – Géométrie de l'antenne CBSA (vue de face)

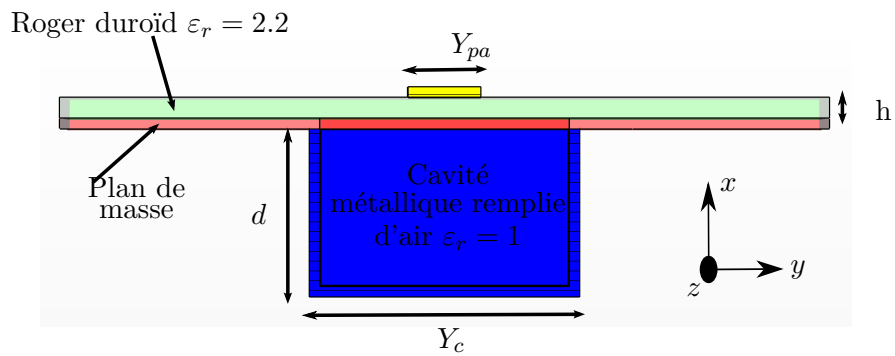


FIGURE 5.2 – Géométrie de l'antenne CBSA (vue de coté)

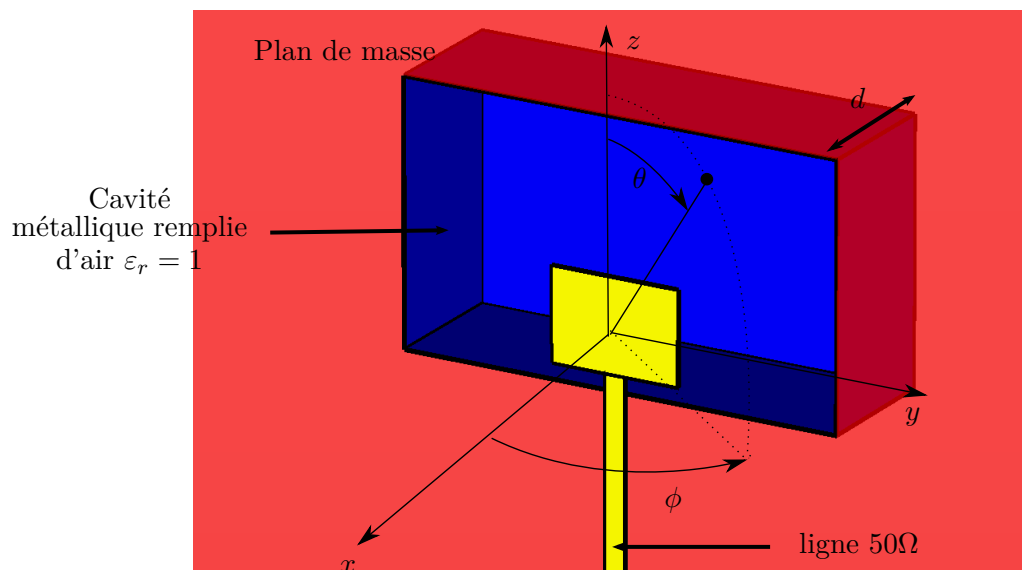


FIGURE 5.3 – Géométrie de l'antenne CBSA (vue en perspective)

5.2 Etudes paramétriques des dimensions de l'antenne CBSA

Dans un premier temps nous nous intéresserons aux paramètres liés à la compacité de la CBSA : la largeur Y_c , la longueur Z_c de la fente, la profondeur d de la cavité et la dimension L du plan de masse autour de l'ouverture.

Puis nous regarderons les paramètres liés à l'alimentation de cette fente à savoir la longueur Z_{pa} , la largeur Y_{pa} du stub et la transition entre la ligne d'alimentation et le patch carré. Le design final sera choisi afin de minimiser la taille de la fente ainsi que la profondeur de la cavité tout en offrant une bande passante satisfaisant entièrement à la réglementation FCC.

5.2.1 Largeur de la fente Y_c

La Fig. 5.4 montre l'influence de la largeur de la fente sur la bande passante de l'antenne. Il s'agit du paramètre ayant le plus d'importance dans le choix de la fréquence basse f_l de l'élément : plus la largeur de l'ouverture est grande, plus f_l est basse. Dans notre configuration avec cavité, il va de soit qu'il ne suffit pas d'agrandir indéfiniment l'ouverture de la fente pour avoir une fréquence de coupure basse f_l de plus en plus petite.

Sur la Fig. 5.4 on distingue 3 fréquences de résonance. Vers 3.5 et 6 GHz, les résonances sont marquées et varient faiblement. En revanche la fluctuation de Y_c a un très net impact sur la dernière résonance : plus la largeur de la fente augmente plus cette résonance se produit dans les fréquences basses. Pour ces variations, elle se situe entre 7 et 11 GHz. Ce phénomène se traduit par une mauvaise adaptation entre la deuxième et la troisième résonance lorsque Y_c est trop faible.

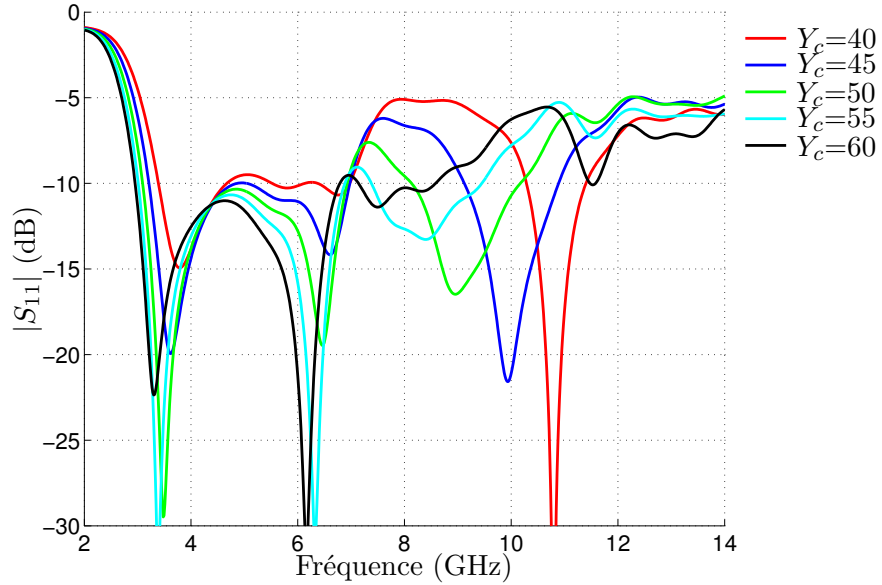


FIGURE 5.4 – Effet de la largeur de la fente Y_c (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

La suite des études paramétriques nous donnera le meilleur compromis entre les paramètres liés à la compacité et à la bande passante, répondant à notre problématique décrite dans l'introduction générale .

5.2.2 Longueur de la fente Z_c

Le deuxième paramètre influençant la bande passante de l'antenne et ayant un impact direct sur la compacité est la longueur de la fente Z_c . Comme le montre la Fig. 5.5, la première fréquence de résonance est constante aux alentours de 3.8 GHz selon les variations de Z_c . La différence avec le paramètre précédent réside dans la position de la deuxième fréquence de résonance. Plus on augmente Z_c plus la deuxième fréquence de résonance se décale vers les fréquences basses. Cette fréquence de résonance se produit entre 4.5 GHz (quasiment confondue avec la première fréquence de résonance pour une grande valeur de Z_c) et 8.5 GHz (confondue avec la troisième fréquence de résonance pour une faible valeur de Z_c).

Afin de garder une ouverture compacte il est préférable d'avoir une longueur Z_c petite. Néanmoins une valeur trop petite de Z_c fait remonter le coefficient de réflexion au dessus de -10dB sur une trop grande bande passante et devient un facteur pénalisant pour l'adaptation de notre élément. Mais le fait d'avoir la deuxième fréquence de résonance se produisant à des fréquences plus élevées est un avantage pour l'utilisation de cette antenne en régime impulsionnel dans la bande FCC. En effet une fréquence de résonance correspond à un stockage d'énergie et va donc poser un problème d'étalement de l'impulsion émise. Il faut donc veiller à ne pas

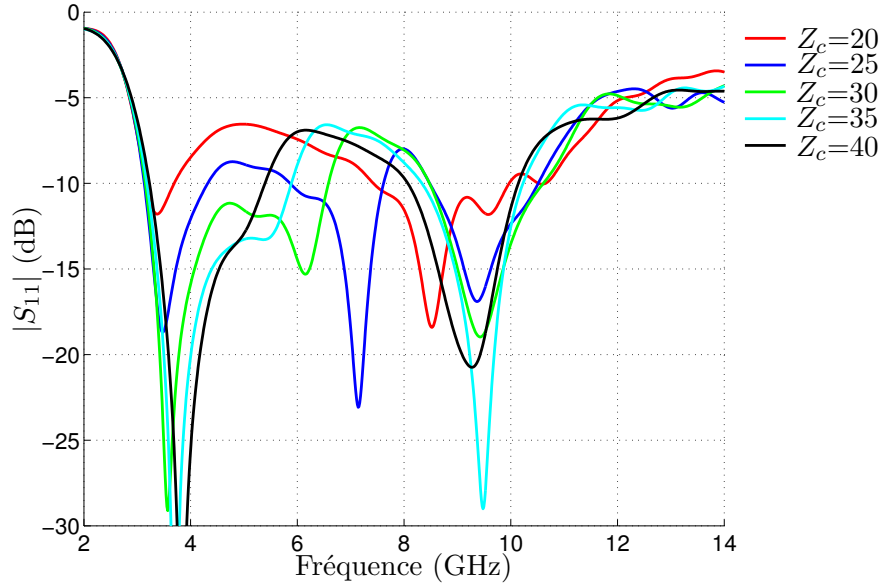


FIGURE 5.5 – Effet de la longueur de la fente Z_c (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

agrandir trop Z_c afin que la propagation sur le premier mode se fasse sur la plus grande bande passante possible.

5.2.3 Profondeur de la cavité d

Le troisième paramètre le plus important pour l'adaptation de l'antenne CBSA est la profondeur d de la cavité. Ce point a été mis en évidence dans l'état de l'art sur les antennes ULB faible épaisseur sur plan de masse. En effet la Fig. 5.6 montre une grande variation de la première fréquence de résonance selon la profondeur de la cavité métallique. Plus la cavité est profonde plus la fréquence de coupure basse f_l est faible. Néanmoins cette variation n'est pas linéaire et nous tendons vers un seuil situé à 2.8GHz.

De plus, une trop grande profondeur de la cavité entraîne une augmentation du nombre de résonances dans la bande passante et nous nous trouvons ainsi confronté au même problème que dans la section 5.2.2.

La deuxième fréquence de résonance située à 6.5 GHz ne varie pas en fonction de la profondeur d , tandis que la troisième fréquence de résonance est affectée par ce paramètre. Plus d augmente plus la troisième fréquence de résonance se décale vers les basses fréquences.

Les trois paramètres commentés précédemment sont les plus critiques pour l'encombrement et la bande passante de notre élément. Les paramètres suivants quand à eux sont plus destinés à améliorer la qualité de l'adaptation dans la bande passante et ne sont pas déterminants pour l'encombrement de l'antenne.

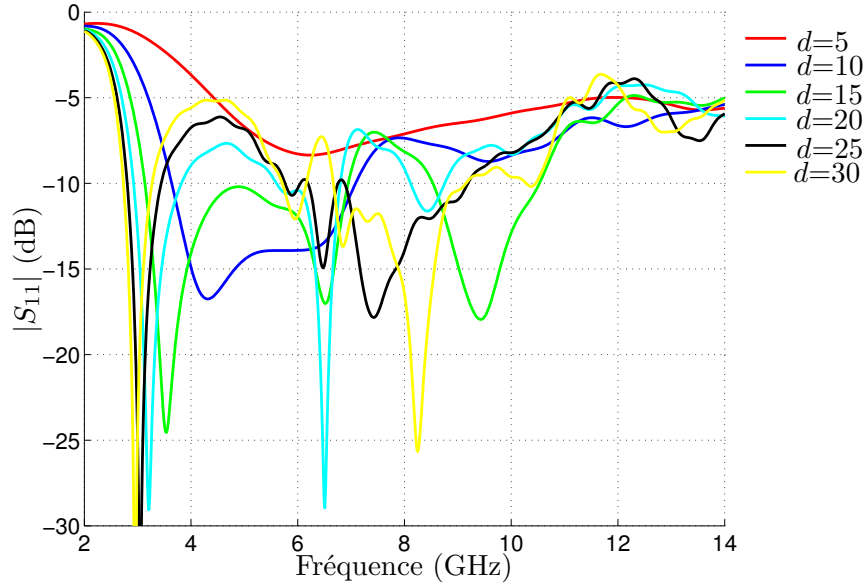


FIGURE 5.6 – Effet de la profondeur de la cavité d (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

5.2.4 Largeur du patch Y_{pa}

La fonction d'un stub est d'adapter une antenne à certaines fréquences afin de ramener ainsi l'impédance de l'antenne à une valeur strictement réelle $Z_A = 50\Omega$, et d'obtenir un coefficient de réflexion nul. Nous allons étudier l'effet de la variation des différentes côtes du stub sur l'adaptation de l'antenne.

La variation de la largeur du patch Y_{pa} a un faible impact sur l'adaptation de l'élément aux basses fréquences de la bande passante, comme le montre la Fig. 5.7. La fréquence de coupure basse f_l (définie pour une amplitude du coefficient de réflexion inférieure à -10 dB) ne varie pas et la première résonance est constante autour de 3 GHz, tout comme la deuxième fréquence de résonance qui se situe vers 6.5 GHz. Quant à la troisième fréquence de résonance, plus la largeur Y_{pa} augmente plus elle se déplace vers les hautes fréquences. Cela peut être un point intéressant si nous souhaitons rejeter cette troisième fréquence de résonance vers les hautes fréquences de la bande passante.

5.2.5 Longueur du stub Z_{pa}

La variation de la longueur Z_{pa} se fait à pas constant et concerne uniquement la longueur du patch ($Z_{pa} - Z_{pa1}$). Pour des grandes valeurs, la première fréquence de résonance est translatée vers les fréquences basses mais l'adaptation de l'antenne se retrouve fortement détériorée surtout dans la bande basse en dessous de 6 GHz (Fig. 5.8). Au contraire pour des faibles valeurs de Z_{pa} , nous obtenons une première fréquence de résonance rejetée vers les hautes fréquences mais avec une forte désa-

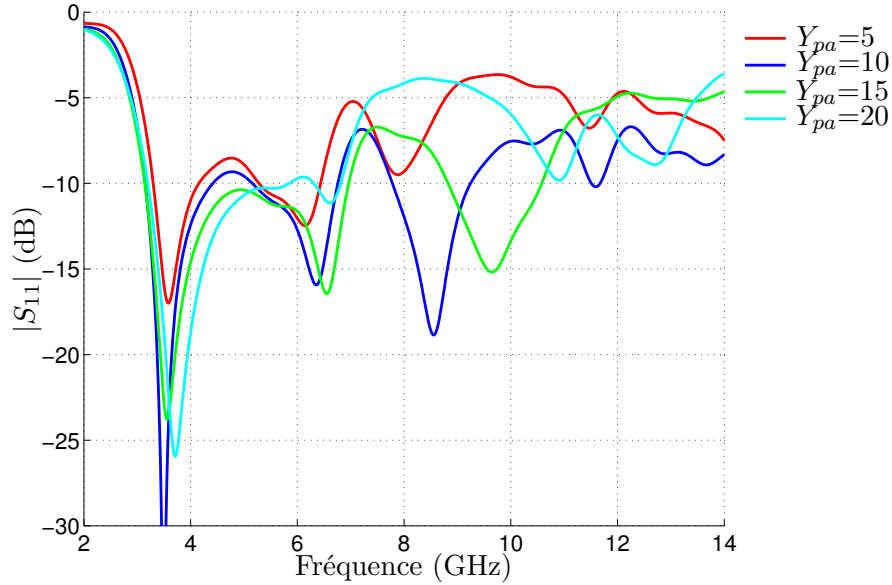


FIGURE 5.7 – Effet de la largeur du stub Y_{pa} (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

daptation sur la bande passante. Il en résulte une valeur intermédiaire permettant d'obtenir une adaptation suffisante dans la bande FCC.

5.2.6 Longueur de la ligne Z_{pa1}

La variation de Z_{pa1} , à Z_{pa} constant, implique une variation de la longueur du patch ($Z_{pa} - Z_{pa1}$). Lorsque Z_{pa1} augmente, la longueur du patch diminue. Ainsi la variation de Z_{pa} n'influe pas sur la longueur du stub. Les première et deuxième fréquences de résonance se produisent respectivement à 3.4 GHz et 6.2 GHz et la variation de la longueur de la ligne ne les modifie pas. La troisième résonance varie faiblement autour de 9.5 GHz comme le montre la Fig. 5.9. Pour de très faibles variations de Z_{pa1} (dixième de millimètre), plus la longueur de la transition augmente et plus l'adaptation dans la bande passante s'améliore. L'augmentation de la longueur de la ligne tend à dégrader légèrement l'adaptation à la première fréquence de résonance et à l'améliorer fortement pour les deux autres. Mais une trop grande longueur de ligne entraîne une remontée du coefficient de réflexion vers 8.5 GHz : la troisième fréquence de résonance est translatée vers les fréquences hautes (courbe jaune).

En conservant ce modèle d'antenne la bande passante que nous pouvons obtenir pour un $|S_{11}| < -10\text{dB}$ s'étend de $f_l=3.2$ GHz à $f_h=10.9$ GHz. Ce qui est convenable car elle couvre la bande allouée par la FCC. Mais un travail supplémentaire peut être effectué sur la transition entre la ligne et le stub afin d'améliorer la bande passante.

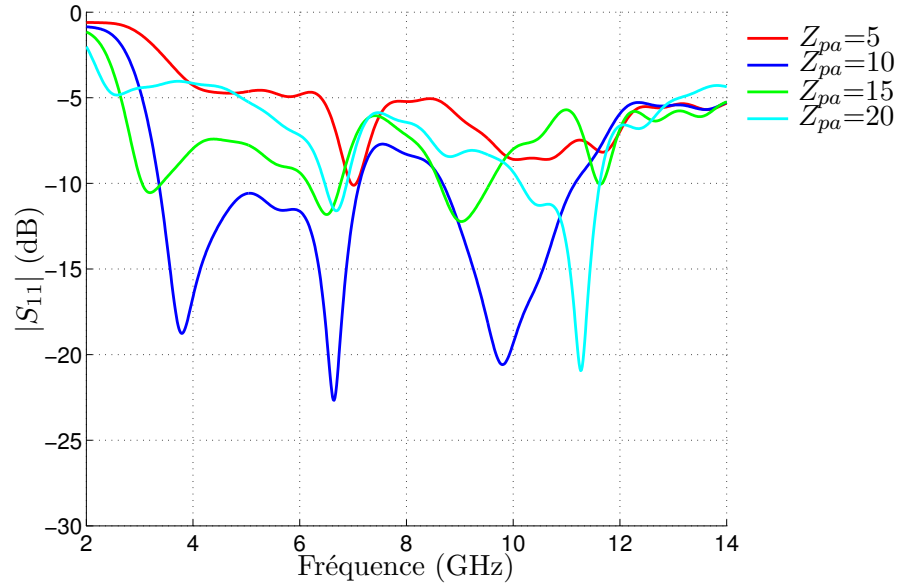


FIGURE 5.8 – Effet de la longueur du stub Z_{pa} (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

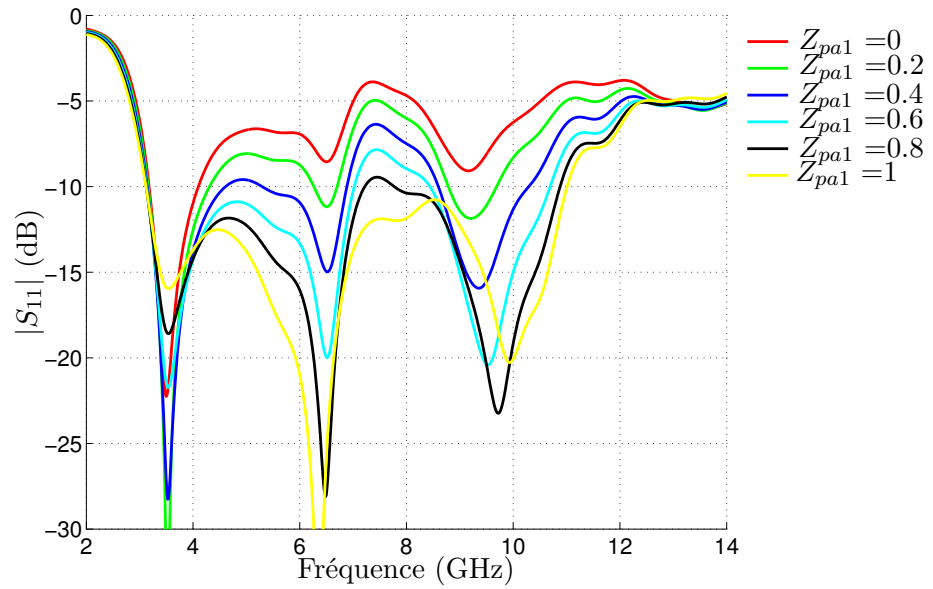


FIGURE 5.9 – Effet de la longueur de ligne Z_{pa1} (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

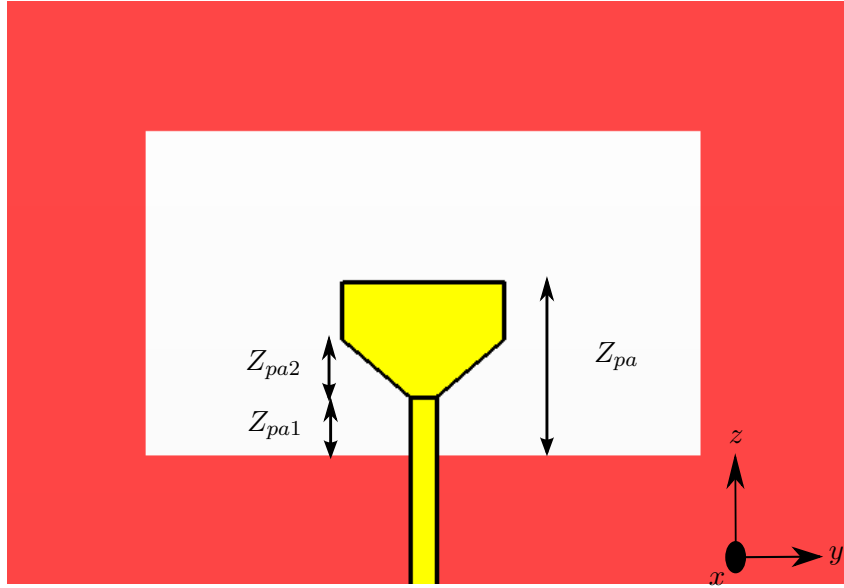


FIGURE 5.10 – Design de l'antenne CBSA (vue de face)

5.2.7 Transition ligne-patch Z_{pa2}

Une technique d'amélioration de l'adaptation consiste à modifier la transition entre la ligne microstrip et le patch. La ligne s'élargit de manière progressive jusqu'à atteindre la largeur Y_{pa} du patch comme le montre la Fig. 5.10. La longueur du stub Z_{pa} et la longueur de la ligne Z_{pa1} ne varie pas.

Comme précédemment, la fréquence de coupure f_l ainsi que la première et deuxième fréquence de résonance sont stables (Fig. 5.11). En revanche, plus Z_{pa2} augmente plus la troisième résonance est rejetée vers les hautes fréquences. Il s'agit aussi d'un paramètre très sensible car une variation du dixième de millimètre améliore l'adaptation sur toute la bande passante. En revanche l'augmentation de Z_{pa2} dégrade légèrement l'adaptation à 3.5 GHz.

Il en résulte une antenne dont la fréquence basse f_l ne varie pas ($f_l=3.2$ GHz) et où la troisième fréquence de résonance est translatée vers les hautes fréquences. Ce qui implique une meilleure adaptation dans les hautes fréquences : $f_h=12.1$ GHz.

5.2.8 Largeur du plan de masse L

La largeur du plan de masse est le paramètre ayant le moins d'influence sur l'adaptation de l'antenne CBSA comme le montre la Fig. 5.12. Quand on utilise un plan de masse inférieur ou supérieur dont la longueur des côtés est égale à une demie longueur d'onde à la fréquence de coupure basse f_l (condition du plan de masse infini), l'amplitude du coefficient de réflexion est quasiment inchangée.

En revanche, il est intéressant de n'avoir aucune contrainte sur cette taille. En effet il est ainsi possible d'utiliser cette antenne dans sa version la plus petite comprenant uniquement la cavité métallique et le stub d'alimentation, ou au contraire

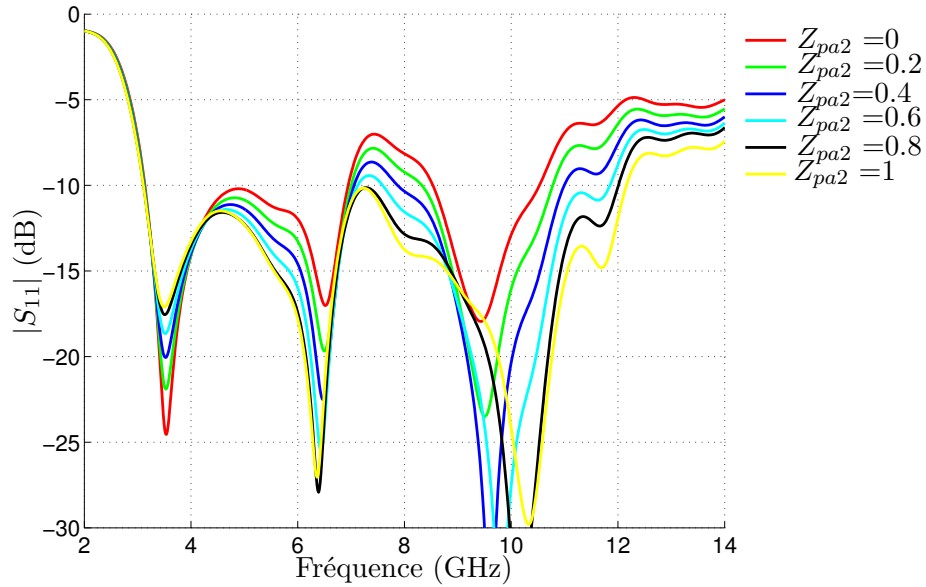


FIGURE 5.11 – Effet de la transition ligne-stub Z_{pa2} (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

de l'intégrer sur un plan de masse infini sans avoir de modification de son adaptation.

L'adaptation obtenue est la combinaison de l'effet des trois fréquences de résonance liées à la dimension de la cavité.

Les figures 5.13, 5.14 et 5.15 présentent la distribution des courants surfaciques sur l'antenne CBSA avec $L = 10mm$ et avec $L = 50mm$ aux trois fréquences de résonance. Sur ces figures on remarque, aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences, que les courants sont concentrés dans la cavité et sur le stub. Ce qui tend à montrer que la largeur du plan de masse L autour de la fente n'est pas un facteur essentiel pour l'adaptation et le rayonnement de l'antenne.

5.3 Réalisation de l'antenne CBSA

A partir des conclusions de l'étude paramétrique, une antenne CBSA est conçue et fabriquée avec comme contraintes que :

- la bande passante soit la plus grande possible,
- le premier mode se propage sur la plus grande bande passante possible,
- la dimension d suivant l'épaisseur, soit la plus faible possible.

En respectant ces contraintes nous réalisons une antenne CBSA présentée sur la Fig. 5.16. Sur ces photos nous voyons l'antenne vue de face montrant le stub alimenté par ligne microruban. Par transparence nous distinguons le stub centré dans la largeur de l'ouverture. La vue arrière de l'antenne est présentée avec et sans cavité métallique. Les dimensions de l'antenne sont données dans le Tableau 5.1.

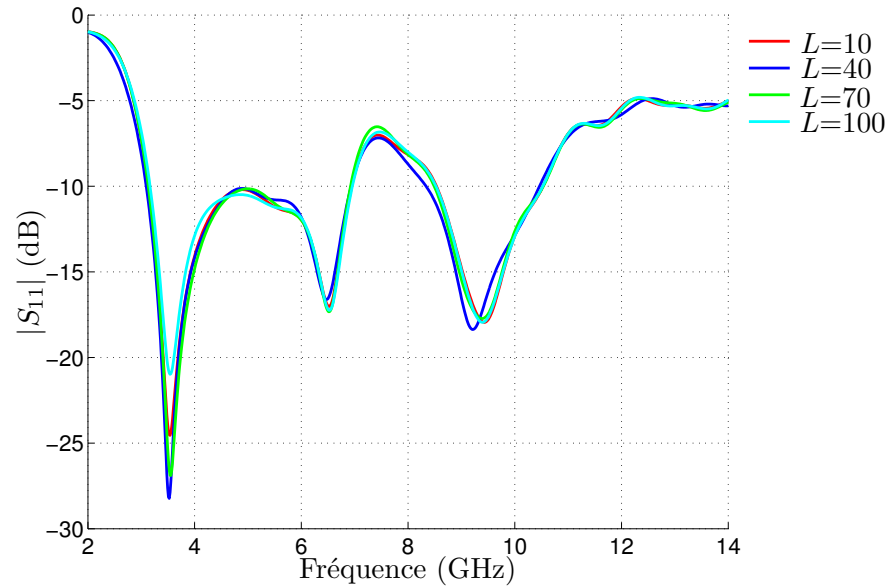


FIGURE 5.12 – Effet de la largeur du plan de masse L (en mm) sur l'amplitude du coefficient de réflexion

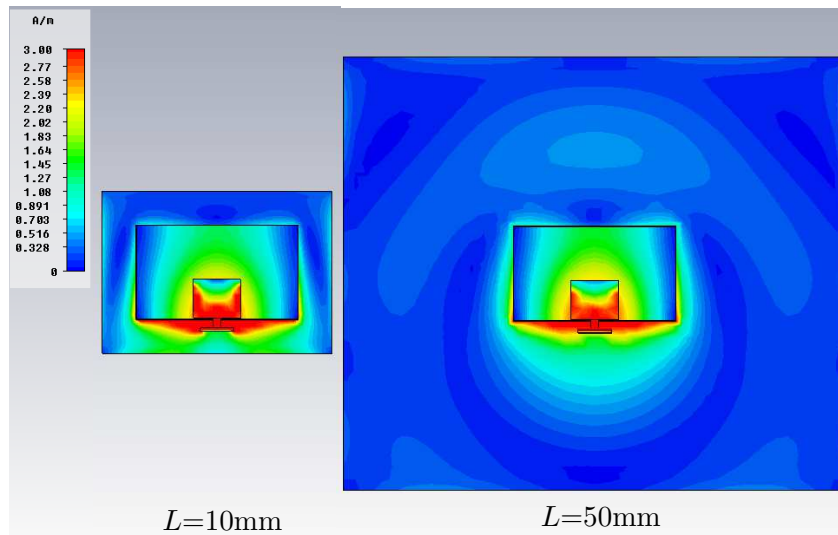


FIGURE 5.13 – Simulation de la distribution des courants surfaciques de l'antenne CBSA avec $L = 10\text{mm}$ et $L = 50\text{mm}$ à 3.5 GHz

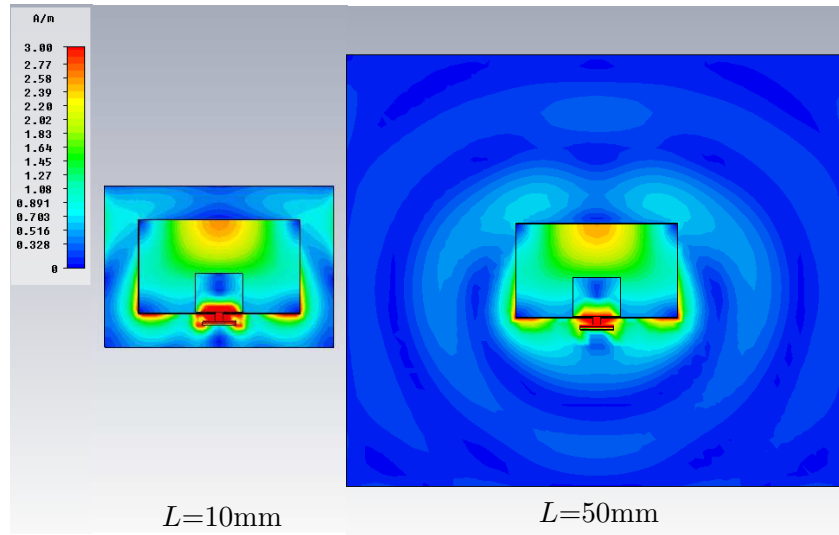


FIGURE 5.14 – Simulation de la distribution des courants surfaciques de l'antenne CBSA avec $L = 10\text{mm}$ et $L = 50\text{mm}$ à 6.5 GHz

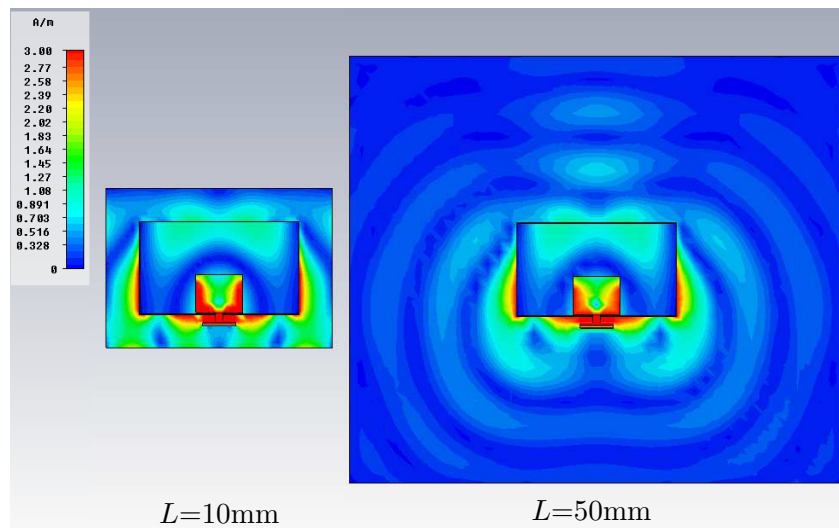


FIGURE 5.15 – Simulation de la distribution des courants surfaciques de l'antenne CBSA avec $L = 10\text{mm}$ et $L = 50\text{mm}$ à 10 GHz



FIGURE 5.16 – Réalisation de l'antenne CBSA : vue de face (à gauche), vue arrière avec et sans cavité métallique (à droite)

Paramètres	dimensions (mm)	valeurs comparée à λ_l
Z_c	48	$\lambda_l/2.$
Y_c	28	$\lambda_l/3.5$
d	14	$\lambda_l/6.9$
Y_{pa}	14	$\lambda_l/6.9$
Z_{pa}	12	$\lambda_l/8.1$
Z_{pa1}	0.9	$\lambda_l/107.5$
Z_{pa2}	1.25	$\lambda_l/77.4$
L	50	$\lambda_l/1.9$

TABLE 5.1 – Tableau des dimensions (en mm) de l'antenne réalisée (λ_l longueur d'onde à 3.1 GHz)

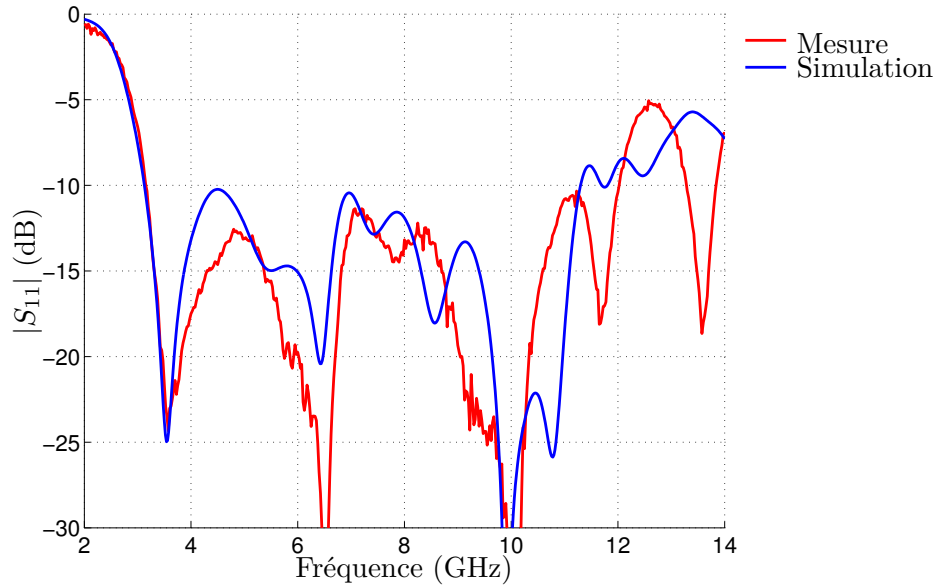


FIGURE 5.17 – Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne CBSA réalisée

La mesure du coefficient de réflexion est effectuée avec un analyseur vectoriel Rhode&Scharz ZVM. La Fig. 5.17 montre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réalisée. Une bonne concordance est obtenue. On obtient une amplitude du coefficient de réflexion en dessous de -10dB de $f_l=3.15$ GHz à $f_h=12.1$ GHz couvrant ainsi toute la bande de fréquence allouée à la FCC. Le rapport entre f_h et f_l est de 3.84 :1, soit une bande passante relative de 117.4 %.

L'analyse du temps de groupe τ_g (4.7) du coefficient de réflexion mesuré permet de déterminer avec précision où sont situées les fréquences de résonances de l'antenne CBSA (Fig. 5.18). Elles se produisent respectivement à 3.5 GHz, 6.5 GHz et 10 GHz. En effet, à la résonance l'antenne emmagasine de l'énergie et la restitue avec un temps de retard. Ceci se traduit par une variation (positive ou négative) de la valeur du temps de groupe à ces fréquences.

5.3.1 Distribution des champs et diagramme de rayonnement

En analysant le coefficient de réflexion (Fig. 5.17), on peut distinguer les trois fréquences de résonance autour de 3.5, 6.5 et 10 GHz. Ces trois résonances correspondent à différents modes avec des distributions des champs associées et jouent un rôle important sur les diagrammes de rayonnement à ces fréquences.

Les distributions des champs électriques de ces 3 modes de résonance sont simulées et les diagrammes de rayonnement étudiés à 3.5, 6.5 et 10 GHz, comme le montre respectivement les Fig. 5.19, 5.20 et 5.21.

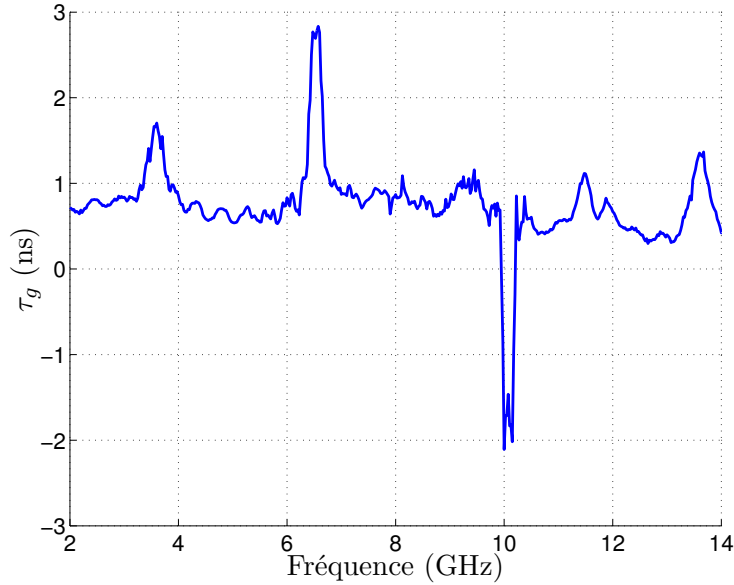


FIGURE 5.18 – Temps de groupe du coefficient de réflexion de l'antenne CBSA

La Fig. 5.19 montre les champs à la première fréquence de résonance, où les champs électriques sont concentrés dans la zone supérieure de l'ouverture avec une polarisation principalement orientée selon l'axe z . Cette distribution du champ électrique est similaire à celle du mode TE_{01} dans un guide d'onde rectangulaire et elle est considérée comme le mode fondamental de l'antenne CBSA. Le calcul analytique de la fréquence de coupure d'un guide d'onde avec les dimensions de la fente, nous donne une fréquence de coupure théorique $f_{01} = \frac{c_0}{2 \cdot a} = 3.125$ GHz. Le diagramme de rayonnement pour ce mode est hémisphérique et symétrique dans les plans E (plan xz) et H (xy). Une bonne pureté de polarisation est obtenue dans le plan E avec un niveau de polarisation croisée inférieur à -20dB.

La Fig. 5.20 montre le second mode résonant à 6.5 GHz où les deux composantes du champ électrique E_z et E_y sont présentes. Les composantes E_y sur les cotés du stub sont de sens opposé et s'annulent en champ lointain. L'élément conserve ainsi une bonne pureté de polarisation. Le diagramme de rayonnement du plan H ne change pas. En revanche le champ électrique est fortement concentré dans la zone inférieure de l'ouverture et donne un diagramme de rayonnement dissymétrique dans le plan E.

La Fig. 5.21 montre le troisième mode de résonance à 10GHz. Le champ électrique est concentré dans la zone inférieure de l'ouverture et sur les cotés du stub. Cette distribution des champs est révélatrice de la contribution de plusieurs modes supérieurs dans la cavité. La composante E_y du champ est plus importante avec ce troisième mode de résonance mais la polarité entre le centre et les cotés du stub est identique. En conséquence nous obtenons plusieurs maxima dans le plan H. En re-

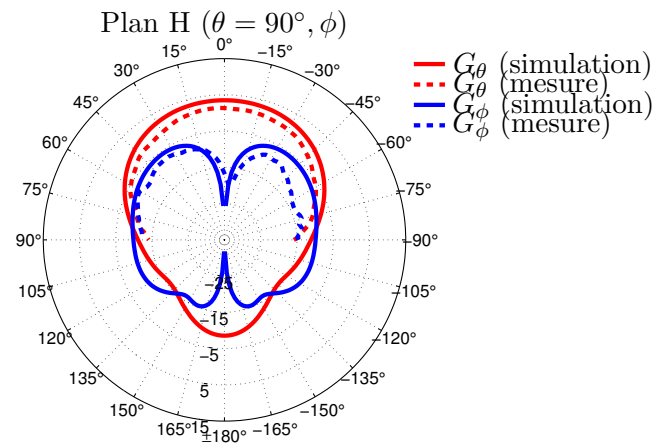
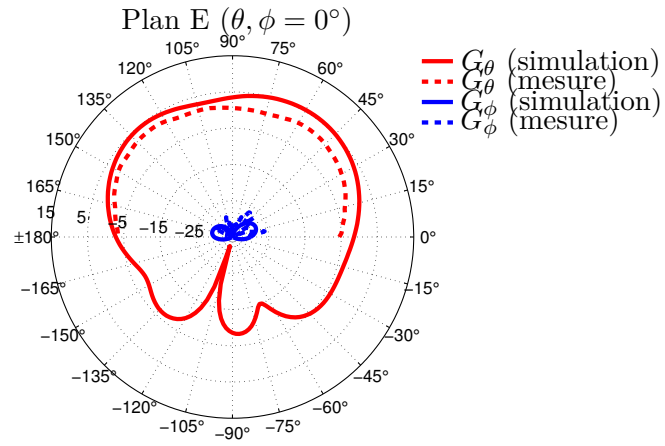
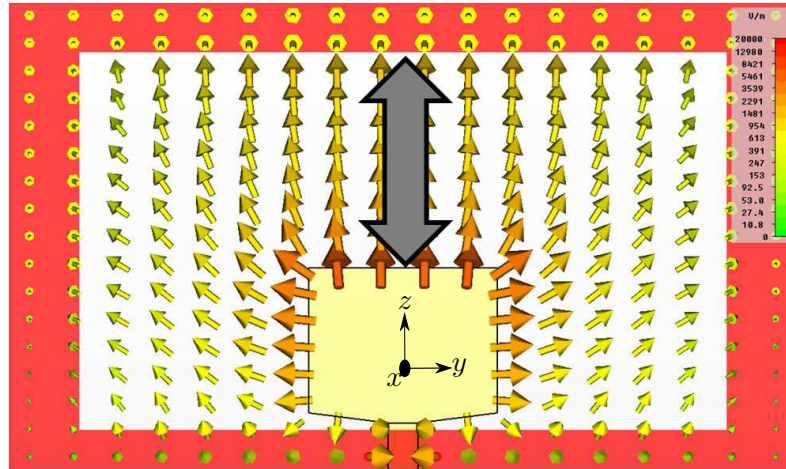


FIGURE 5.19 – Premier mode de résonance à 3.5 GHz : distribution des champs et diagrammes de gain dans les plan E et H

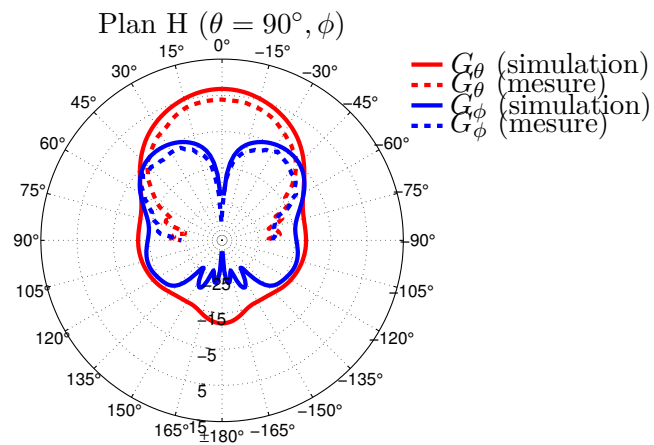
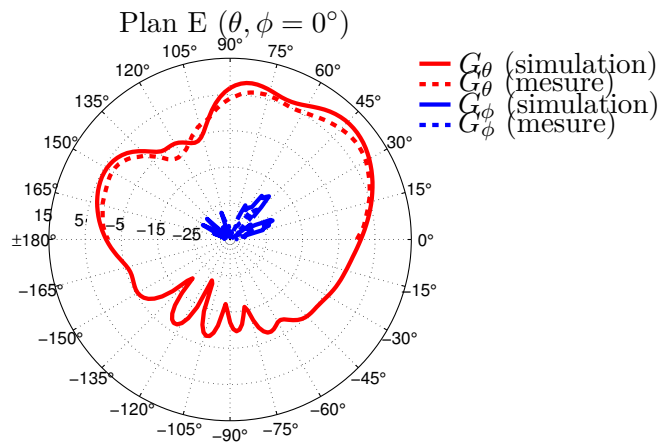
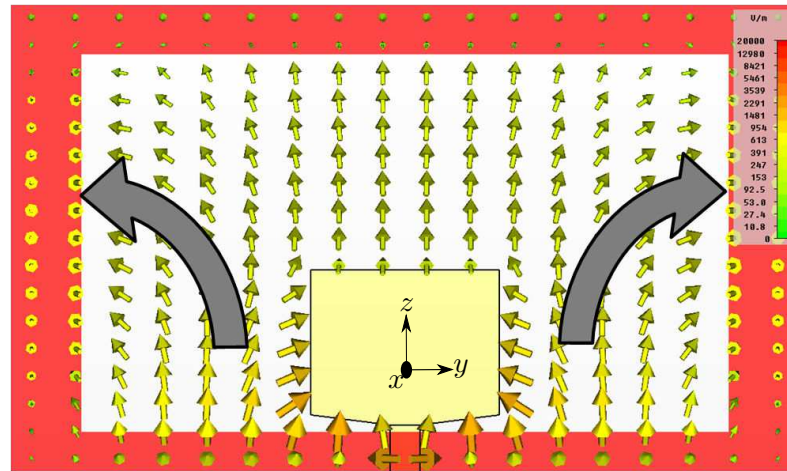


FIGURE 5.20 – Deuxième mode de résonance à 6.5 GHz : distribution des champs et diagrammes de gain dans les plan E et H

vanche le diagramme de rayonnement est similaire au second mode résonnant dans le plan E.

Les caractéristiques de rayonnement de cette antenne sur la bande de fréquence allouée à la FCC de cet élément sont résumées comme ceci :

- Les diagrammes de rayonnement sont symétriques sur le plan H et dissymétriques sur le plan E à cause de la dissymétrie de l'antenne dans ce plan.
- Le maximum de rayonnement se situe principalement sur le plan E sur toute la bande de fréquence.
- L'isolation entre les deux polarisations dans la direction du maximum du lobe de rayonnement est très bon avec un niveau de polarisation croisé de -20dB.

5.4 Etude du rayonnement de l'antenne CBSA

On étudie maintenant la fonction de transfert de l'antenne CBSA qui a été réalisée. Pour cela les cartes de gain et de réponse temporelle sont représentées, ainsi que les paramètres temporels tels que l'amplitude pic, le temps d'impulsion à mi-puissance et le facteur de fidélité.

5.4.1 Carte de gain de l'antenne CBSA

La Fig. 5.22 représente la carte de la composante G_θ dans les plans E et H. Cette visualisation permet d'observer avec précision la variation des diagrammes de gain en fonction de la fréquence. Ceci permet de déterminer à partir de quelles fréquences les différents modes se propagent dans l'ouverture de l'antenne. On peut voir l'évolution du diagramme de rayonnement, qui correspond aux différents modes, qui se propagent dans l'ouverture de l'antenne.

Sur les diagrammes de la Fig. 5.22 on distingue 3 zones :

- de 2.5 à 6.5 GHz, on observe l'effet du premier mode de propagation. Le diagramme de rayonnement est symétrique dans les plan E et H et pointe principalement dans la direction de l'axe x .
- de 6.5 à 8 GHz, on observe les effets du second mode de propagation sur les diagrammes. Le maximum de rayonnement se produit dans le plan E et dans la direction $\theta = 45^\circ$. Le plan H présente son maximum de rayonnement dans la direction $\phi = 0^\circ$.
- de 8 à 12 GHz le lobe est toujours dépointé dans la direction de l'axe z mais le maximum est obtenue pour $\theta = 78^\circ$ à 9 GHz. Comme nous l'avons vu précédemment le champ a un comportement similaire dans ce plan pour le deuxième et le troisième modes de propagation. La plus grande différence est observable dans le plan H où cette fois-ci nous obtenons trois lobes. Plus la fréquence augmente et plus l'amplitude du lobe principal de rayonnement décroît sous l'effet du dépointage dans la direction de l'axe z et les deux lobes secondaires convergent finalement vers le centre ($\phi = 0^\circ$).

Pour conclure, l'antenne présente un gain maximal $G_{max} = 10.2$ dBi à 7.5 GHz. L'ouverture moyenne dans le plan H est $\overline{\phi_{-3dB}} = 43.35^\circ$ et dans le plan E

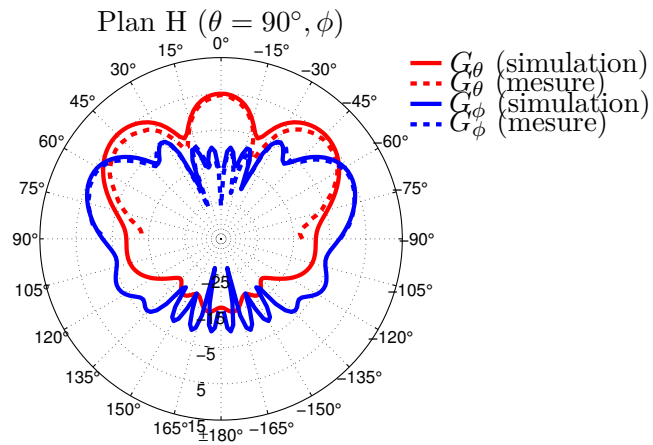
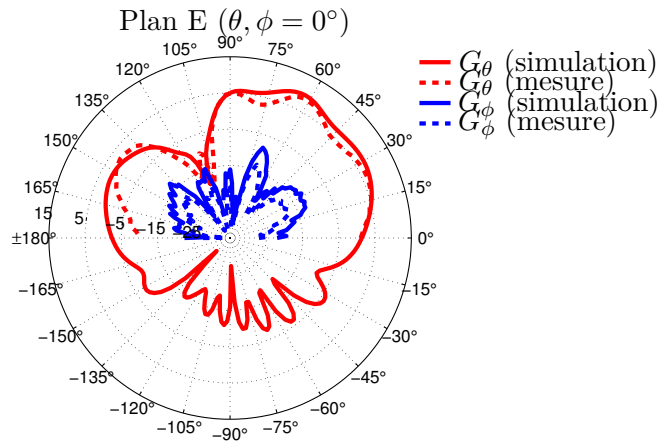
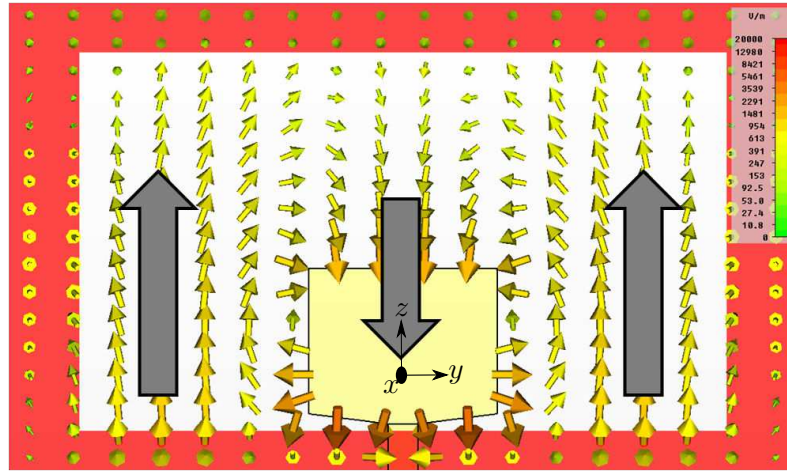


FIGURE 5.21 – Troisième mode de résonance à 10 GHz : distribution des champs et diagrammes de gain dans les plan E et H

$\overline{\theta_{-3dB}} = 58.21^\circ$. Une information importante à donner pour la suite de l'étude est le gain moyen sur la bande passante dans la direction x . Cette valeur est de 2.7 dBi. En effet à cause du dépointage et du creux de rayonnement dans l'axe à 10 GHz, ce gain moyen est faible.

5.4.2 Réponse temporelle de l'antenne CBSA

Dans cette partie les caractéristiques temporelles de l'antenne CBSA sont représentées et analysées. Etant donné que cette antenne couvre la bande FCC, la réponse temporelle est calculée à partir d'un signal $e(t)$ couvrant cette bande et utilisée dans la section 4.3 pour la mesure de la réponse impulsionnelle. La Fig. 5.23 présente la forme d'onde et le spectre du signal $e(t)$ utilisé pour le calcul de la réponse temporelle.

La Fig. 5.24 présente la réponse temporelle à l'émission de l'antenne CBSA dans les plans E et H dans la polarisation principale. Cette visualisation permet d'obtenir de manière rapide les informations sur les directions principales suivant lesquelles la puissance est rayonnée.

Comme le diagramme de rayonnement n'est pas symétrique à partir de 6.5 GHz dans le plan E, cette dissymétrie se répercute sur l'impulsion rayonnée et se trouve majoritairement dans l'espace $\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$. Néanmoins cette réponse temporelle n'est pas étalée et se concentre sur quelques dixièmes de nanoseconde.

En revanche dans le plan H, le diagramme de rayonnement est symétrique. Par conséquent nous obtenons le maximum de la réponse rayonnée au centre de ce plan où l'impulsion n'est pas étalée. Sur les cotés de ce plan ($-40^\circ > \phi$ ou $\phi > 40^\circ$) la réponse temporelle est faible et étalée. Cela se traduit par deux maxima à des temps différents (1.8 et 2 ns).

Afin d'étudier plus en détail la réponse temporelle de l'antenne CBSA, la Fig. 5.25 présente l'amplitude pic de la réponse temporelle. Elle possède un maximum d'amplitude $p_{max} = 1.41$ dans le plan E à $\theta = 62^\circ$ et dans le plan H il se situe exactement au centre en $\phi = 0^\circ$. Ce diagramme montre globalement que la majorité de l'énergie est rayonnée dans la région $\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$

Le facteur de fidélité est présenté sur la Fig. 5.26 dans les plans E et H. Dans la direction du lobe principal de rayonnement, nous avons un bon facteur de fidélité (supérieur à 0.8). Le maximum $FF_{max} = 0.94$ est atteint dans le plan E à $\theta = 55^\circ$.

La largeur de la réponse temporelle à mi puissance est représentée sur la Fig. 5.27. Dans les directions où nous avons un bon facteur de fidélité, nous obtenons un τ_{FWHM} faible autour de 0.2 ns. Dans les directions où l'étalement de l'impulsion est plus important, le τ_{FWHM} est plus élevé. La durée minimale mesurée à mi-puissance est de 0.16 ns. Comme l'impulsion de référence possède un $\tau_{FWHM} = 0.15$ ns, cela témoigne d'un faible étalement de la réponse temporelle de l'antenne.

Le tableau 5.2 récapitule les principales caractéristique de l'antenne CBSA qui a été réalisée.

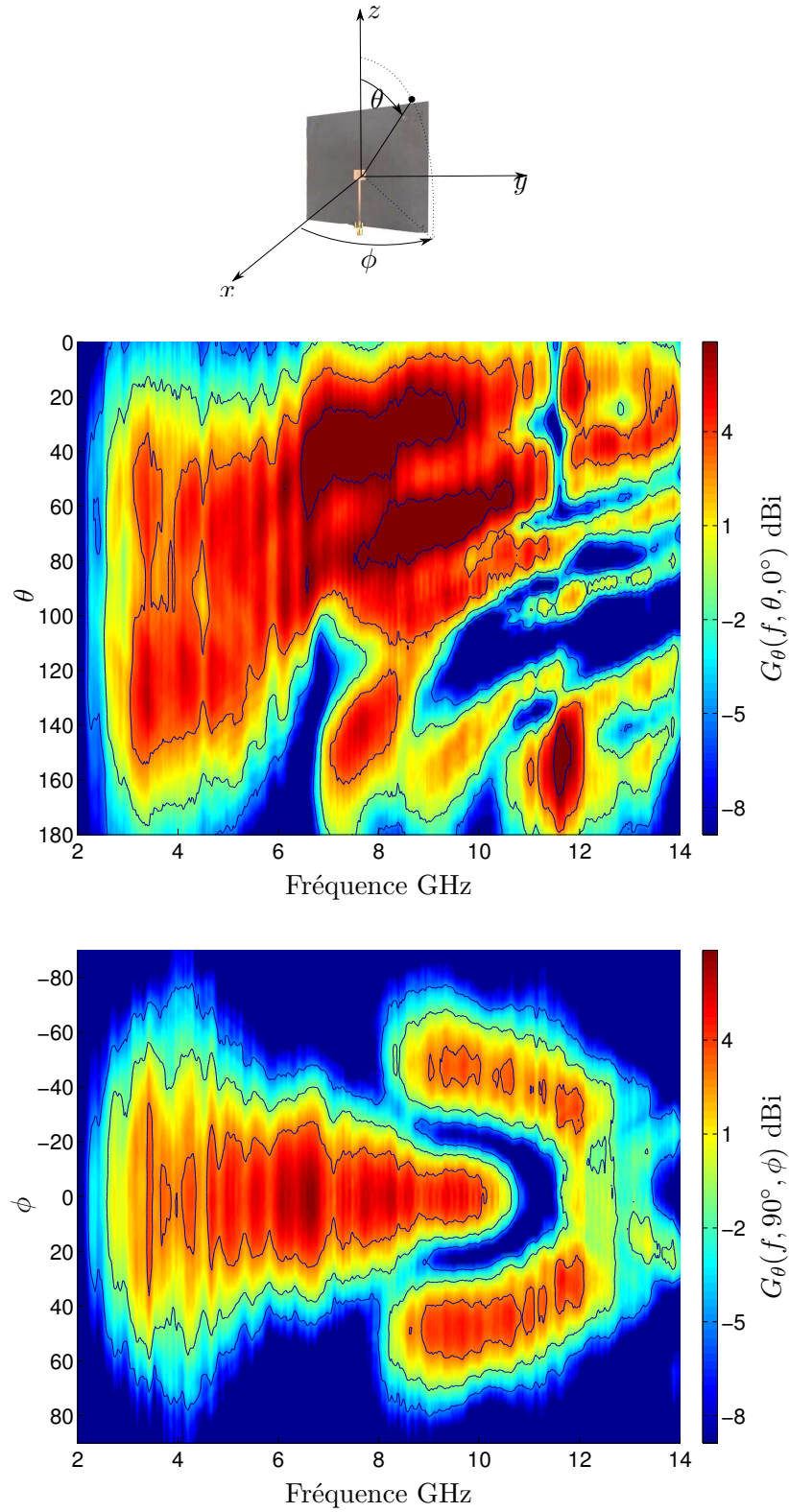


FIGURE 5.22 – Cartes des gains réalisés (composante G_θ) de l'antenne CBSA dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

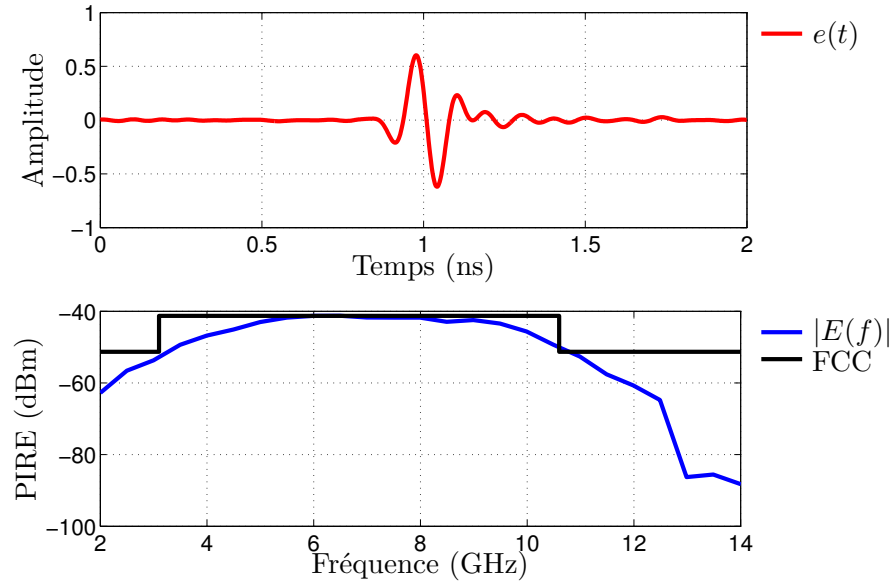


FIGURE 5.23 – Forme d'onde et spectre du signal utilisé pour le calcul de la réponse temporelle

Caractéristiques	Valeurs
G_{max} (dBi)	10.02
$\bar{G}(90^\circ, 0^\circ)$ (dBi)	2.7
$\bar{\phi}_{-3dB}$ (deg)	43.3
$\bar{\theta}_{-3dB}$ (deg)	58.2
p_{max}	1.41
FF_{max} (%)	94
τ_{FWHM} (ns)	0.158

TABLE 5.2 – Récapitulatif des caractéristiques de l'antenne CBSA

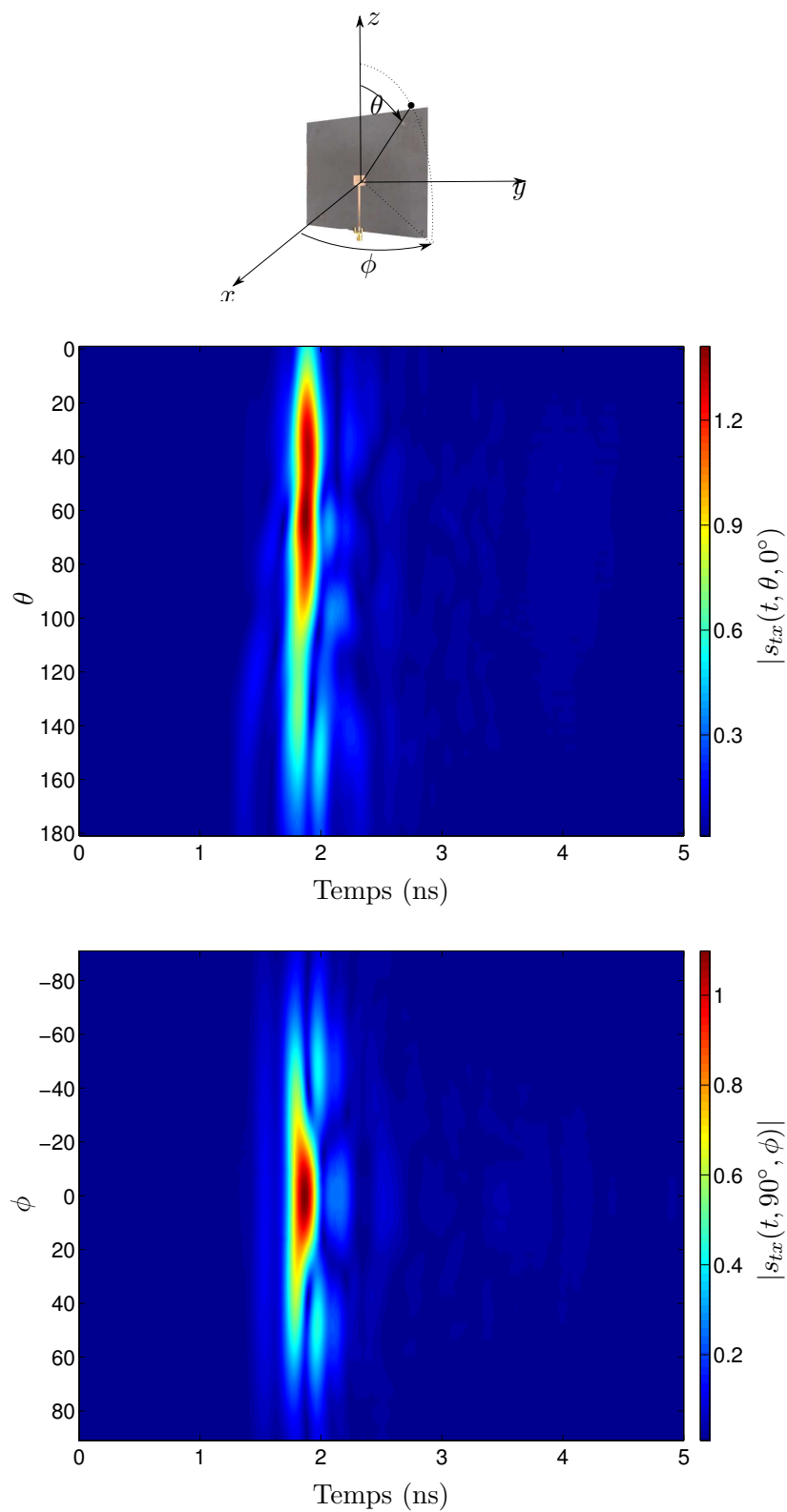


FIGURE 5.24 – Réponse temporelle de l'antenne CBSA dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$) suivant la composante principale

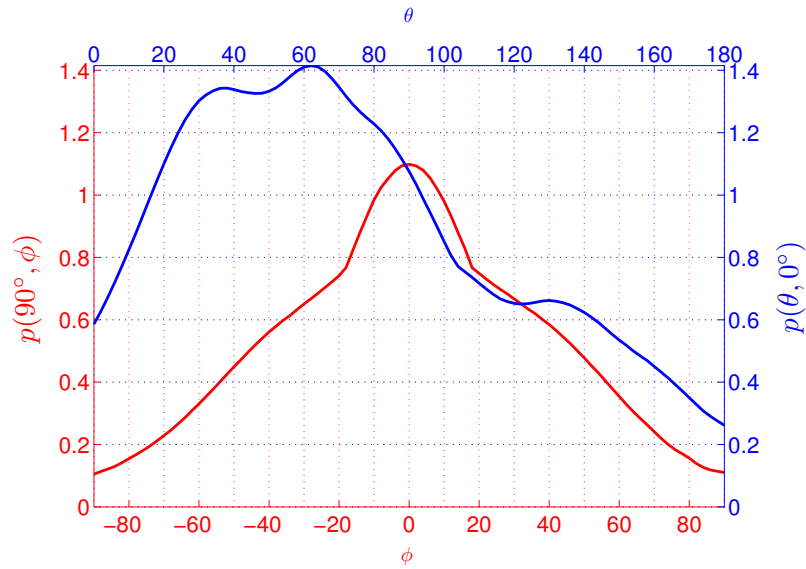


FIGURE 5.25 – Amplitude pic de la réponse temporelle de l'antenne CBSA dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

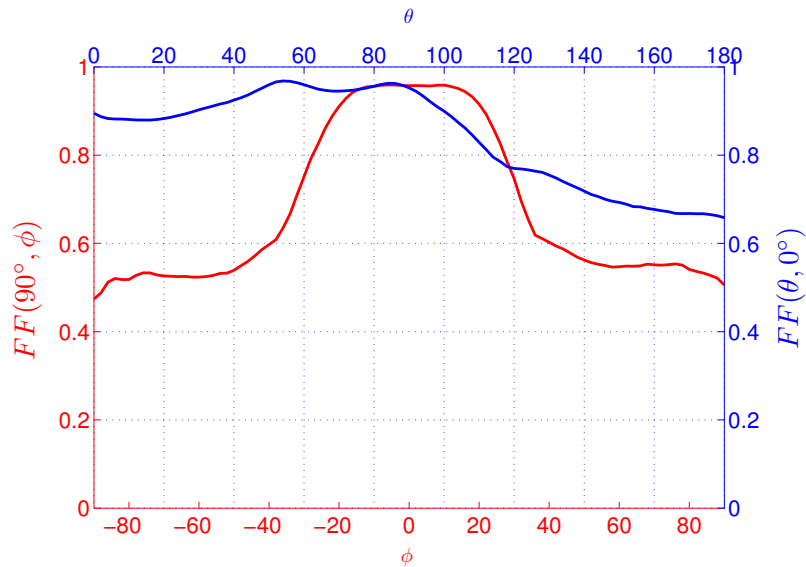


FIGURE 5.26 – Facteur de fidélité de la réponse temporelle de l'antenne CBSA dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

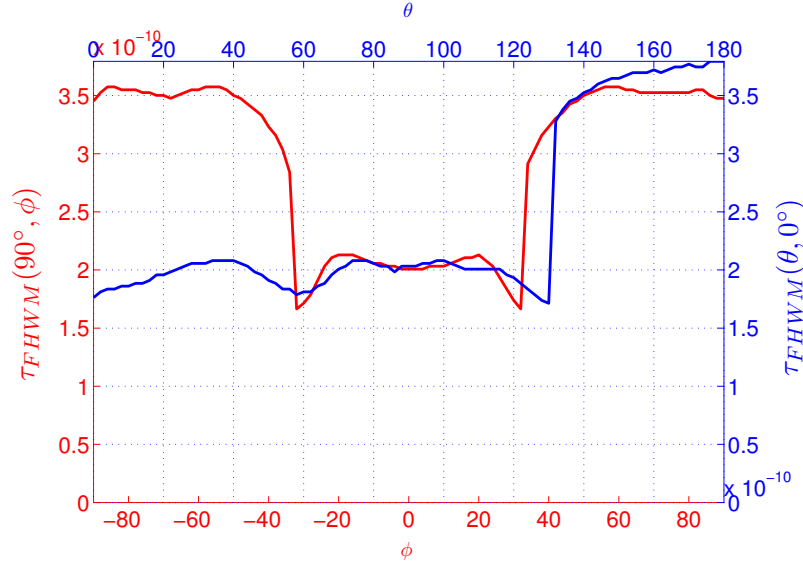


FIGURE 5.27 – Largeur d'impulsion de la réponse temporelle de l'antenne CBSA dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

5.5 Comparaison de différentes approches pour obtenir un rayonnement hémisphérique

On souhaite vérifier dans cette partie si la solution que nous avons retenue (utilisation d'une cavité métallique), est plus pertinente que celle consistant à utiliser un plan réflecteur. La géométrie de l'antenne grande fente (GF) est issue de l'antenne cavité précédemment réalisée. Dans une première configuration nous plaçons un réflecteur derrière l'antenne grande fente à une distance d (RGF). La longueur et la largeur du réflecteur sont identiques à celles de l'antenne GF. Une deuxième configuration consiste à mettre la cavité métallique de profondeur d sur l'antenne GF comme précédemment étudié (CBSA). Le réflecteur et la cavité métallique sont tous les deux placés sur le côté du plan de masse de l'antenne grande fente. La Fig. 5.28 résume les différentes configurations d'antennes.

Le logiciel CST microwave est utilisé pour concevoir et simuler les antennes. L'amplitude du coefficient de réflexion des antennes est présentée dans la Fig. 5.29. Une bonne adaptation est obtenue pour chaque antenne et la bande FCC est couverte avec un $|S_{11}| < -10\text{dB}$. Comme nous l'attendions, la présence du plan réflecteur et de la cavité augmente la fréquence basse de coupure, toutefois les antennes RGF et CBSA présentent une bonne adaptation sur la bande de travail. Le fait que l'amplitude du coefficient de réflexion soit supérieur à -10dB entre 4.47 et 4.95 GHz n'est pas gênant pour le rayonnement impulsionnel.

Le gain réalisé est représenté pour le plan E et le plan H entre 2 et 14 GHz

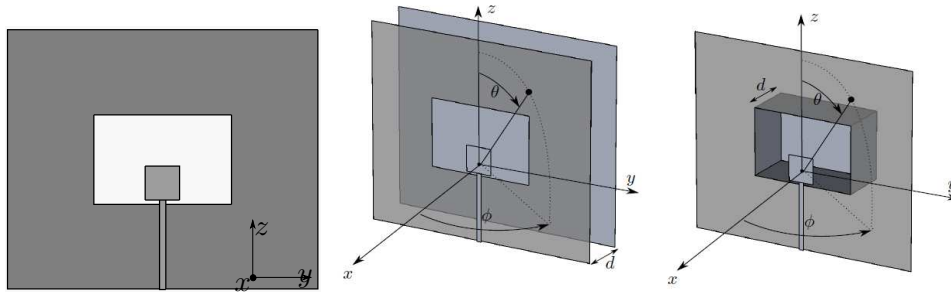


FIGURE 5.28 – Configuration de l’antenne grande fente (GF), de l’antenne grande fente avec réflecteur (RGF) et de l’antenne grande fente avec cavité (CBSA)

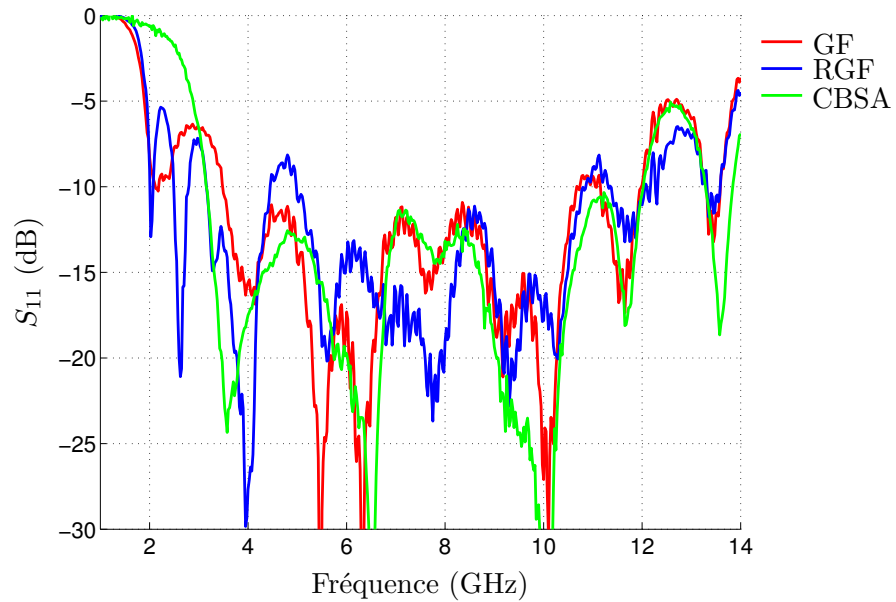


FIGURE 5.29 – Amplitude du coefficient de réflexion de l’antenne grande fente (GF), avec réflecteur (RGF), avec cavité (CBSA)

pour les 3 antennes sur les figures 5.30, 5.31 et 5.32. Le niveau du gain réalisé est meilleur pour les antennes RGF et CBSA de part leur diagramme de rayonnement hémisphérique. Ces trois antennes présentent un diagramme de rayonnement symétrique dans le plan H, et un décalage du lobe principal dans les hautes fréquences pour le plan E. L'antenne GF et RGF présentent un diagramme de rayonnement similaire et non uniforme dans les basses fréquences en dessous de 5GHz. L'antenne CBSA rayonne à des fréquences plus hautes de part sa fréquence de coupure (comparé aux antennes GF et RGF) mais présente un diagramme de rayonnement beaucoup plus stable en fonction de la fréquence dans les deux plans.

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, la réponse temporelle est obtenue en utilisant comme signal d'entrée une impulsion satisfaisant les restrictions FCC en termes de bande passante. La Fig. 5.33 montre le signal d'entrée $e(t)$ et les réponses temporelles pour les trois antennes. A première vue, les impulsions sont identiques pour les trois structures. Toutefois la forme des impulsions diffèrent légèrement après 1.2 ns.

Sur chaque signal rayonné, une faible impulsion est émise avant l'impulsion principale. Les résultats d'une simulation du signal rayonné de l'antenne CBSA avec et sans connecteur SMA sur la Fig. 5.34 révèle un phénomène parasite causé par la transition entre le connecteur SMA et la ligne micro-ruban.

La difficulté pour comparer les différents signaux rayonnés avec le signal injecté nous amène à utiliser le facteur de fidélité pour quantifier ces déformations. La Fig. 5.35 présente le facteur de fidélité pour les trois structures sur les plans E et H. Les trois antennes présentent, dans les plans E et H, un bon facteur de fidélité supérieur à 0.8 sur une large ouverture angulaire de 120° dans le plan E et de 70° dans le plan H. En s'appuyant sur les résultats du facteur de fidélité, il apparait que l'antenne CBSA est la meilleure des deux approches pour obtenir une antenne ULB avec un rayonnement hémisphérique sur une surface métallique et non dispersive ($FF_{max} = 0.94$). Cette étude a aussi été menée avec différentes formes d'impulsions (dans la bande FCC) qui ont confirmé ce résultat.

Cette section fait la distinction entre deux approches différentes pour obtenir une antenne à rayonnement hémisphérique à partir d'une antenne large fente. Les résultats obtenus révèlent les avantages et inconvénients de chaque méthode. Les antennes RGF et CBSA présentent toutes les deux une large bande passante ainsi qu'un rayonnement hémisphérique. En s'appuyant sur les résultats du facteur de fidélité, il est démontré que l'utilisation d'une cavité métallique est préférable pour l'utilisation d'une antenne ULB en régime pulsé.

5.6 Conclusions

L'antenne CBSA est une antenne à ouverture dont les caractéristiques de rayonnement sont similaires à celles d'un guide d'onde. L'étude paramétrique menée nous a permis de déterminer les effets des différents paramètres sur les fréquences de résonances et la bande passante de l'antenne.

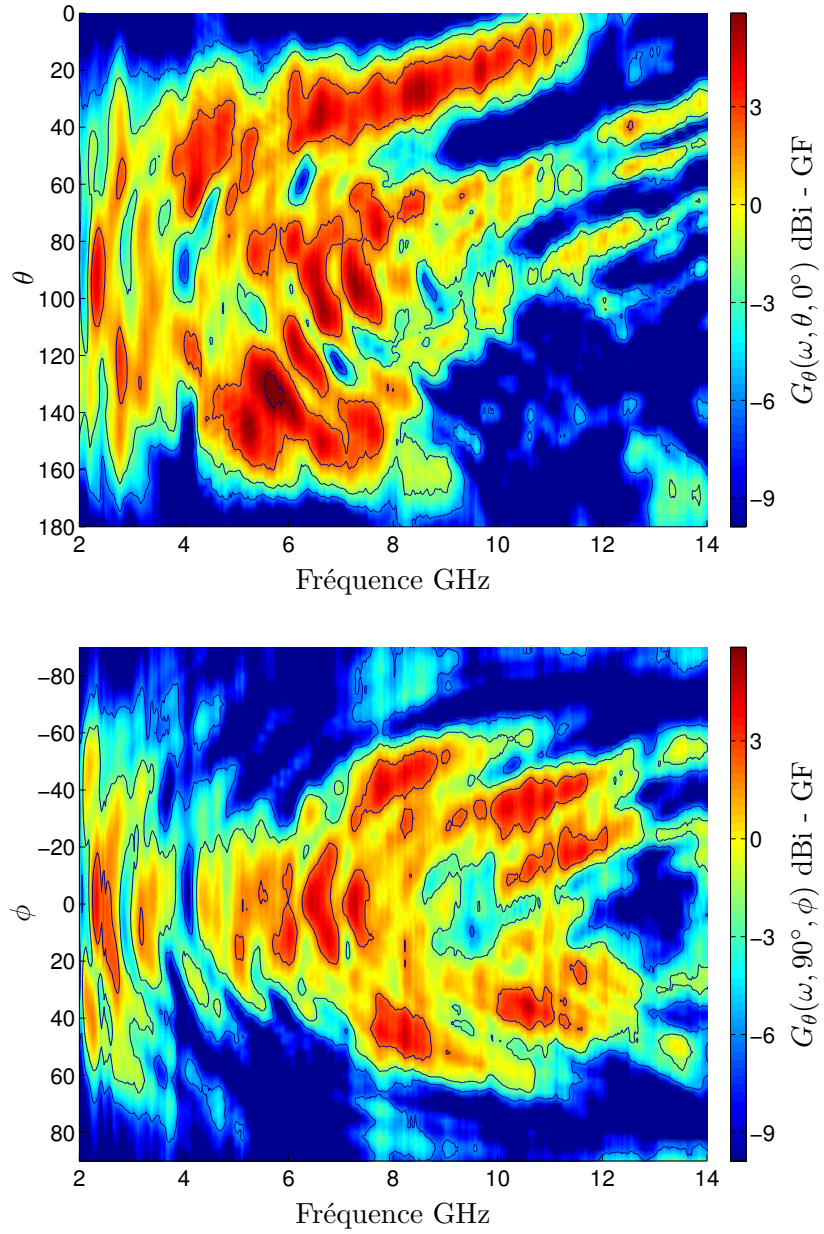


FIGURE 5.30 – Cartes des gains réalisés (composante G_θ) de l'antenne grande fente (GF) dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

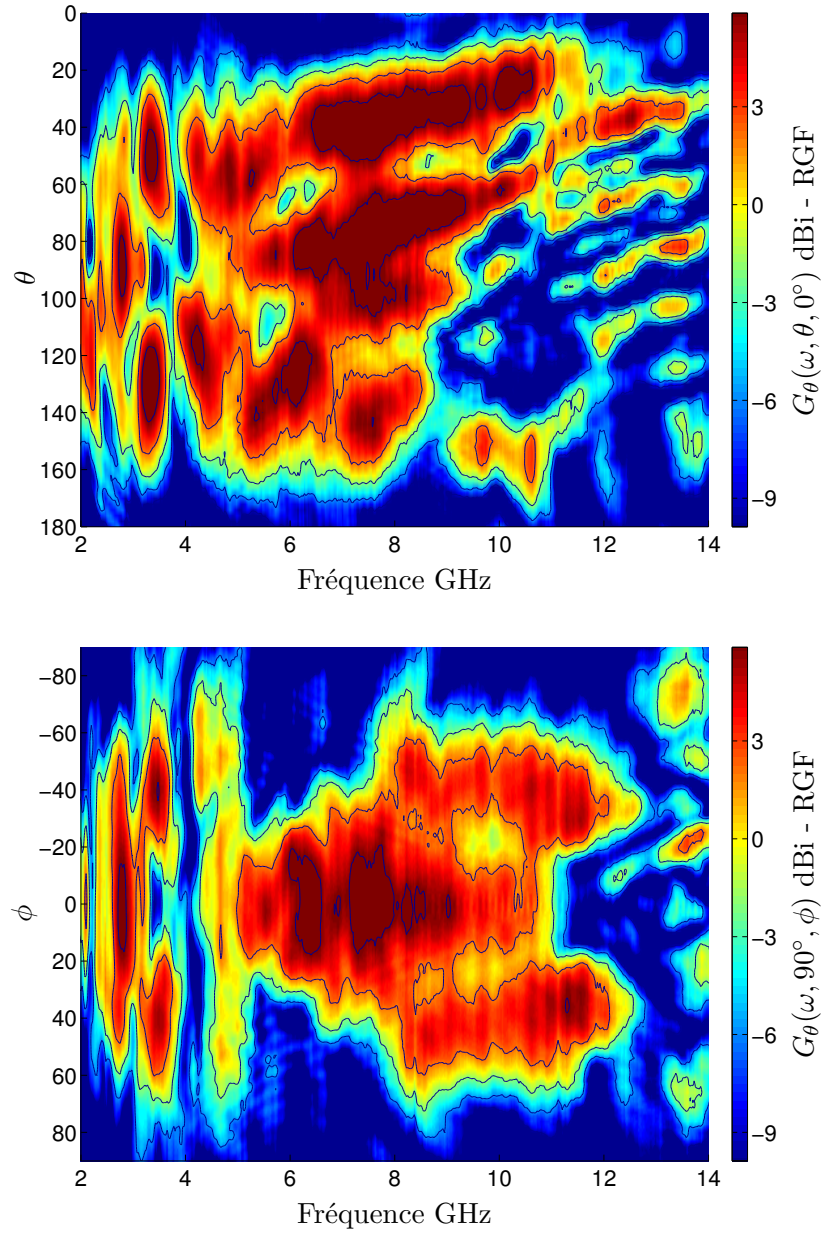


FIGURE 5.31 – Cartes des gains réalisés (composante G_θ) de l'antenne grande fente avec réflecteur (RGF) dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

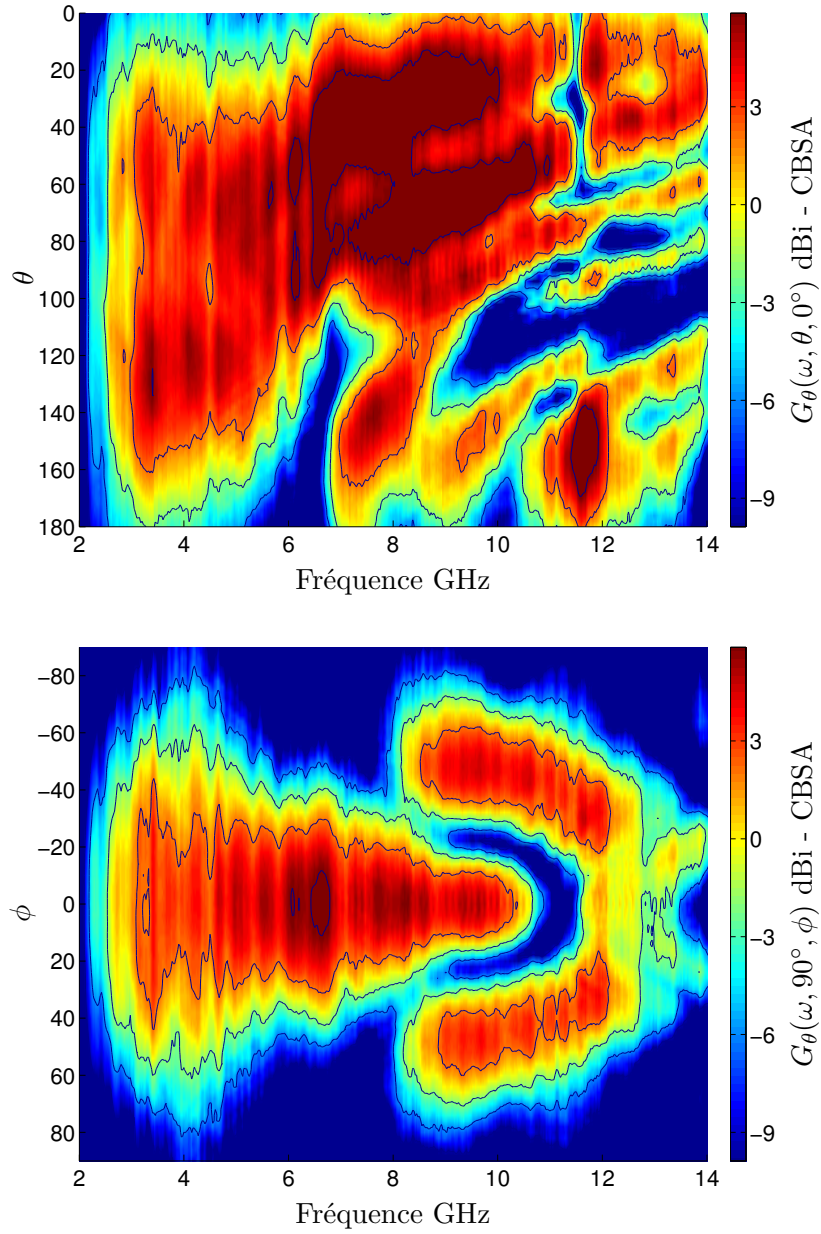


FIGURE 5.32 – Cartes des gains réalisés (composante G_θ) de l'antenne grande fente avec cavité (CBSA) dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

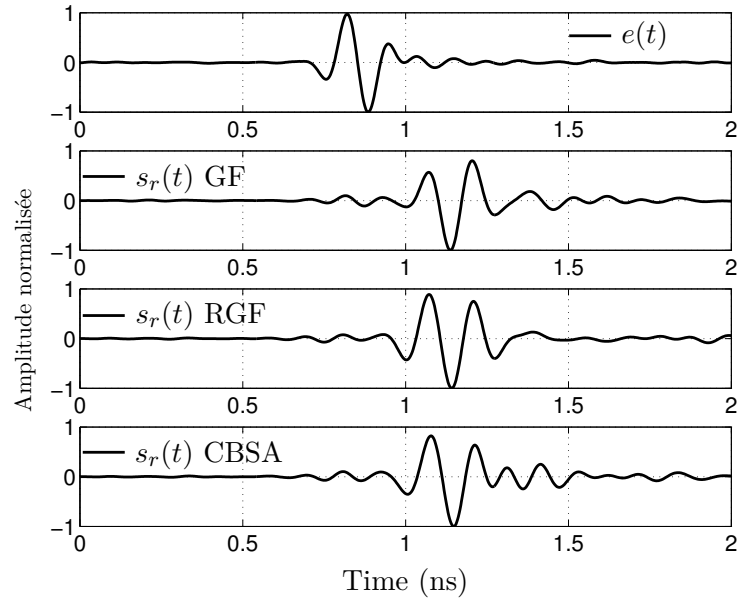


FIGURE 5.33 – Signal injecté $e(t)$ et les réponses temporelles $s_r(t, \theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$ des antennes GF, RGF et CBSA

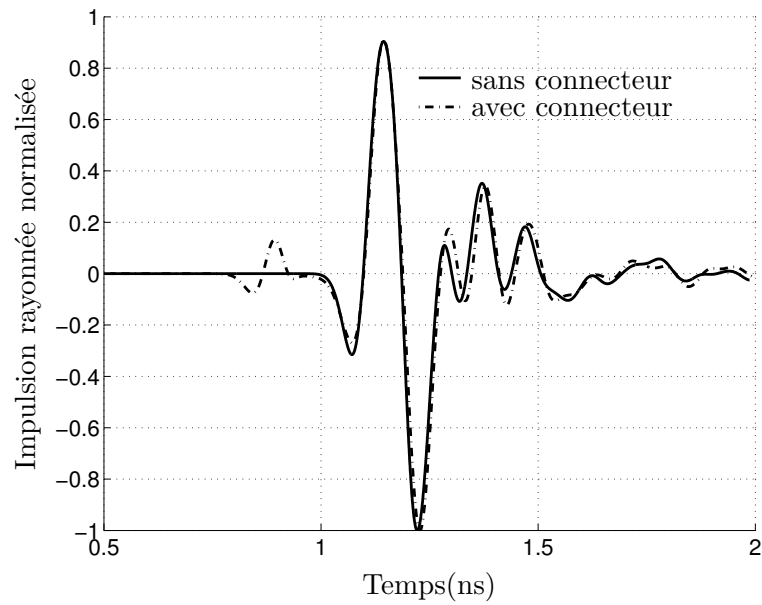


FIGURE 5.34 – Simulation de l'impulsion rayonnée normalisée $s_r(t, \theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$ de l'antenne CBSA avec et sans connecteur SMA.

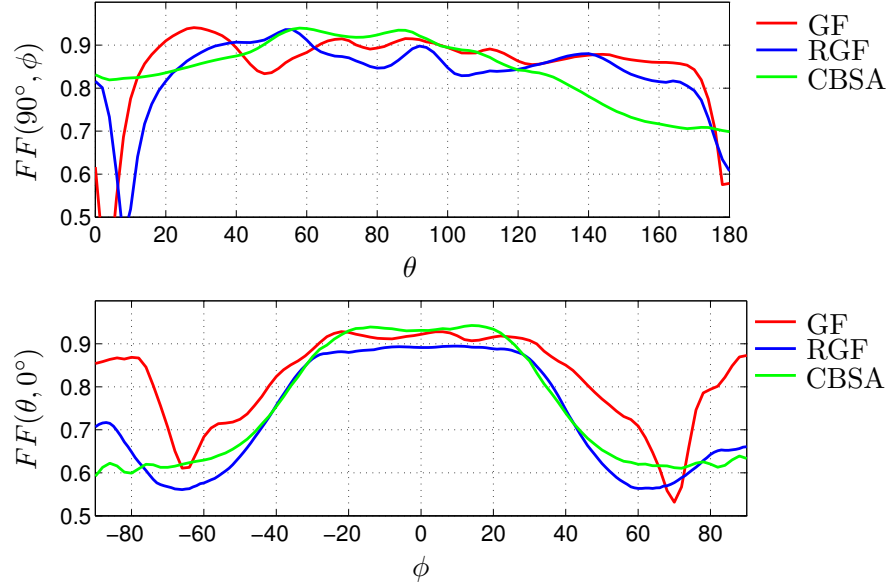


FIGURE 5.35 – Facteur de fidélité de l’antenne grande fente (GF), avec réflecteur (RGF), avec cavité (CBSA)

Il en résulte une antenne large bande compacte sur plan de masse ayant un rayonnement hémisphérique stable sur la bande de fréquence avec un léger dépointage vers l’axe z du repère. Les caractéristiques temporelles obtenues en font une bonne candidate pour les télécommunications impulsionnelles à modulation d’amplitude ou de phase (BPSK, OOK, PAM).

La comparaison basée sur le facteur de fidélité entre une antenne grande fente plaquée sur un plan réflecteur ou sur une cavité métallique, révèle que l’antenne cavité est la meilleure solution afin d’obtenir une structure à rayonnement hémisphérique en régime pulsé.

De plus, sa structure offre la possibilité de l’intégrer dans des réseaux d’antennes linéaires ou planaires. Le chapitre suivant est destiné à l’analyse de réseaux conçus à partir de l’élément CBSA.

Conception et analyse de réseaux planaires de CBSA

Sommaire

6.1	Etude de l'isolation entre les éléments	144
6.2	Géométrie du réseau planaire 1×4 CBSA	145
6.2.1	Conception du diviseur de puissance 1 entrée - 4 sorties ($1 \rightarrow 4$)	145
6.2.2	Coefficient de réflexion de l'antenne réseau	153
6.2.3	Etude du rayonnement de l'antenne réseau 1×4	154
6.2.4	Conclusions sur le réseau planaire 1×4 d'antennes CBSA . .	160
6.3	Géométrie du réseau planaire de 4×4 d'antennes CBSA . .	160
6.3.1	Coefficient de réflexion du réseau planaire 4×4 de CBSA . .	163
6.3.2	Etude du rayonnement du réseau planaire 4×4	163
6.3.3	Conclusions sur le réseau 4×4	170
6.4	Conclusions sur les réseaux planaires de CBSA	170

Les caractéristiques radioélectriques de l'antenne CBSA, font de cet élément un excellent candidat pour la réalisation de réseaux d'antennes planaires utilisables dans la bande FCC que ce soit pour un fonctionnement en régime fréquentiel ou en régime impulsionnel. Comme nous l'avons vu dans la section 3, la mise en réseau d'antenne permet d'augmenter le gain de l'antenne tout en conservant une faible hauteur sur le plan de masse.

L'inconvénient de l'effet réseau, est la formation de lobes de réseau qui illuminent des zones de l'espace non désirées. Cela entraîne une diminution du gain dans les directions utiles. Ces lobes apparaissent lorsque l'espace inter-élément est plus grand que $\lambda/2$ en accord avec la relation (3.23). Afin d'obtenir un réseau formé de CBSA qui engendre le moins de lobes de réseau possible, nous viserons à réaliser des réseaux dont l'espace inter-élément soit minimal. Dans un premier temps nous étudions l'isolation entre deux éléments unitaires placés dans un cas sur l'axe y et dans l'autre l'axe z . L'isolation maximale entre les éléments diminue les pertes de rayonnement par couplage. Puis nous étudierons la réalisation d'un réseau linéaire de quatre éléments juxtaposés dans la direction y . Afin de proposer une solution intégrant le réseau d'alimentation, nous nous pencherons sur un diviseur de puissance large bande équiamplitude et équiphasé. Enfin nous étudierons la réalisation d'un réseau planaire de seize éléments pour augmenter la directivité dans les deux plans principaux.

6.1 Etude de l'isolation entre les éléments

Pour l'étude de l'isolation entre les éléments, les dimensions de la cellule élémentaire et le substrat sont les mêmes que ceux de l'antenne CBSA présentée dans la section 5.3. L'étude sur l'isolation entre les éléments se déroule en deux temps :

- étude paramétrique sur le coefficient de réflexion et l'isolation quand les éléments sont arrangés dans la direction y et séparés de Δ_y ,
- étude paramétrique sur le coefficient de réflexion et l'isolation quand les éléments sont arrangés dans la direction z et séparés de Δ_z .

La Fig. 6.1 présente la géométrie des deux configurations pour l'étude paramétrique effectuée sur la distance inter-élément.

La Fig. 6.2 présente les résultats de la simulation du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission (traduisant le couplage) lorsque les éléments sont placés sur l'axe y et séparés d'une distance Δ_y . L'étude paramétrique débute avec $\Delta_y = 50mm$, qui est la plus petite distance inter-éléments réalisable. L'augmentation de la distance inter-élément Δ_y n'entraîne pas de variations significatives du coefficient de réflexion. Pour la plus petite distance inter-élément, l'isolation est inférieure à -17dB et s'améliore lorsque la fréquence augmente.

La Fig. 6.3 présente les résultats de la simulation du coefficient de réflexion et de transmission lorsque les éléments sont placés sur l'axe z et séparés d'une distance Δ_z . L'étude paramétrique débute avec $\Delta_z = 30mm$, qui est la plus petite distance inter-éléments pour cette configuration. L'augmentation de la distance inter-élément Δ_z

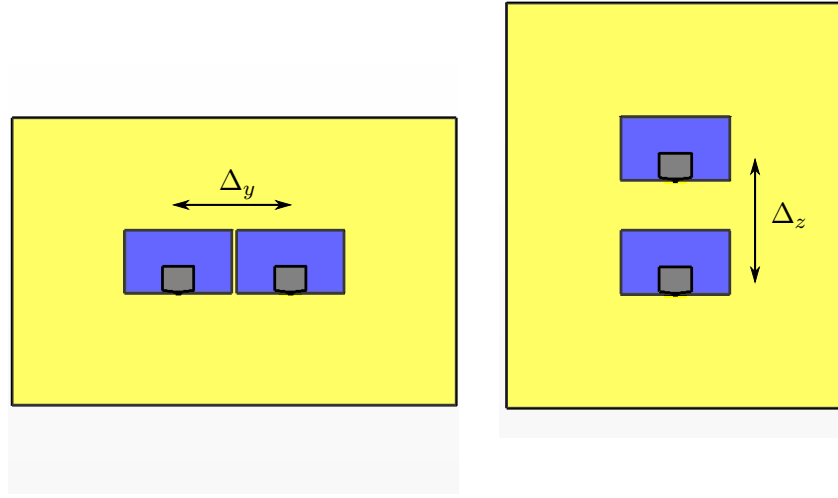


FIGURE 6.1 – Configurations pour l'étude de l'isolation entre les éléments

ne modifie pas le coefficient de réflexion. Pour la plus petite distance inter-élément, l'isolation est inférieure à -12dB et s'améliore lorsque la fréquence augmente.

En conclusion, la juxtaposition des éléments suivant les deux configurations de la Fig. 6.1 montre que la bande passante de l'antenne élémentaire (3.1GHz-12.3 GHz) est conservée. Les pertes de rayonnement provoquées par le couplage sont très limitées grâce à la bonne isolation entre les éléments.

6.2 Géométrie du réseau planaire 1×4 CBSA

Dans cette partie nous étudions et réalisons un réseau linéaire de quatre antennes CBSA. La Fig. 6.4 montre la géométrie du réseau planaire. Les quatre éléments sont placés sur l'axe y et espacés d'une distance minimale $\Delta_y = 50mm$ les uns par rapport aux autres. Théoriquement cette distance inter-élément entraîne une apparition des lobes de réseau à partir de 6 GHz. Ces quatre éléments sont alimentés par un diviseur de puissance équiamplitude et équiphase. L'effet réseau résultant de cette géométrie et de cette alimentation doit synthétiser un lobe principal de rayonnement dans la direction $\theta = 90^\circ$ et $\phi = 0^\circ$.

6.2.1 Conception du diviseur de puissance 1 entrée - 4 sorties ($1 \rightarrow 4$)

Créer un diviseur de puissance équiamplitude et équiphase pour alimenter un réseau d'antenne large bande est un problème non trivial. Ce diviseur doit être capable :

- d'adapter sur une large bande de fréquence l'impédance d'entrée et ne pas favoriser certaines fréquences pour s'affranchir des problèmes de distorsions,

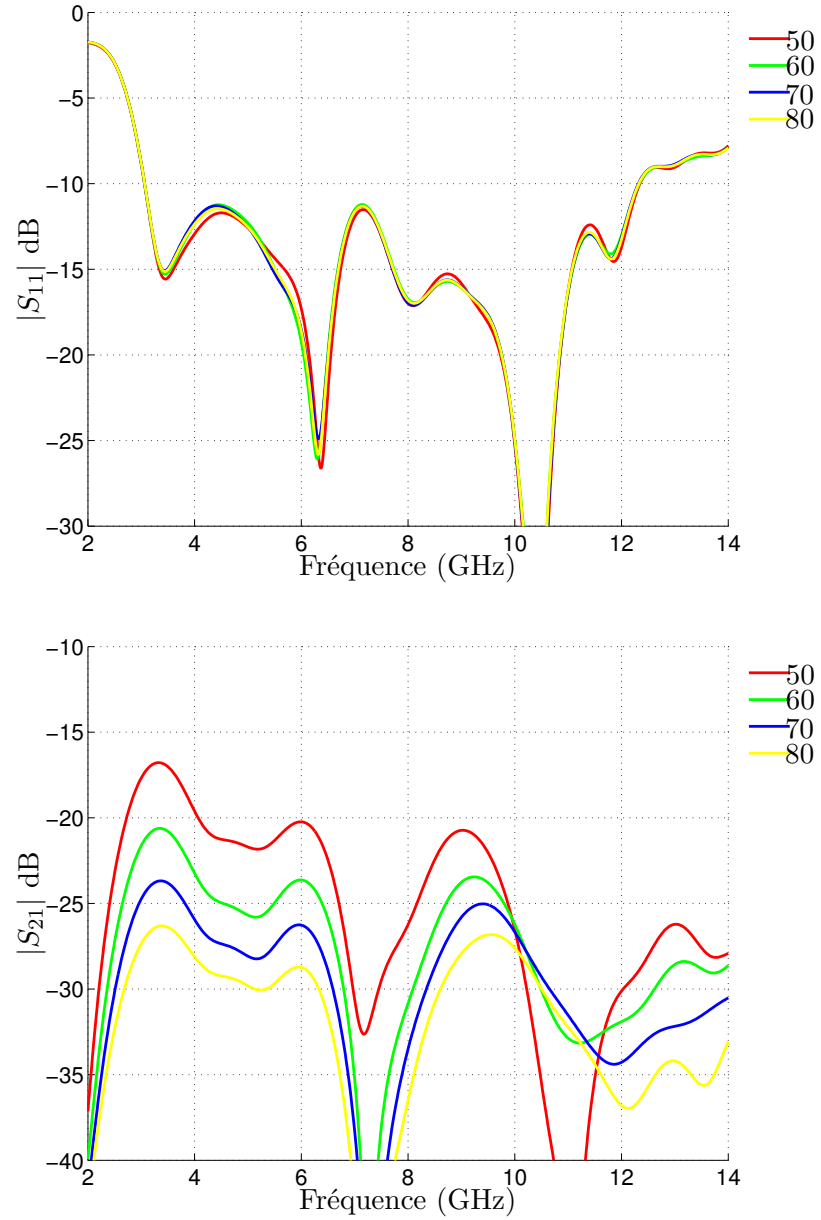


FIGURE 6.2 – Amplitudes du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission en fonction de Δ_y (mm) - Résultats de simulation

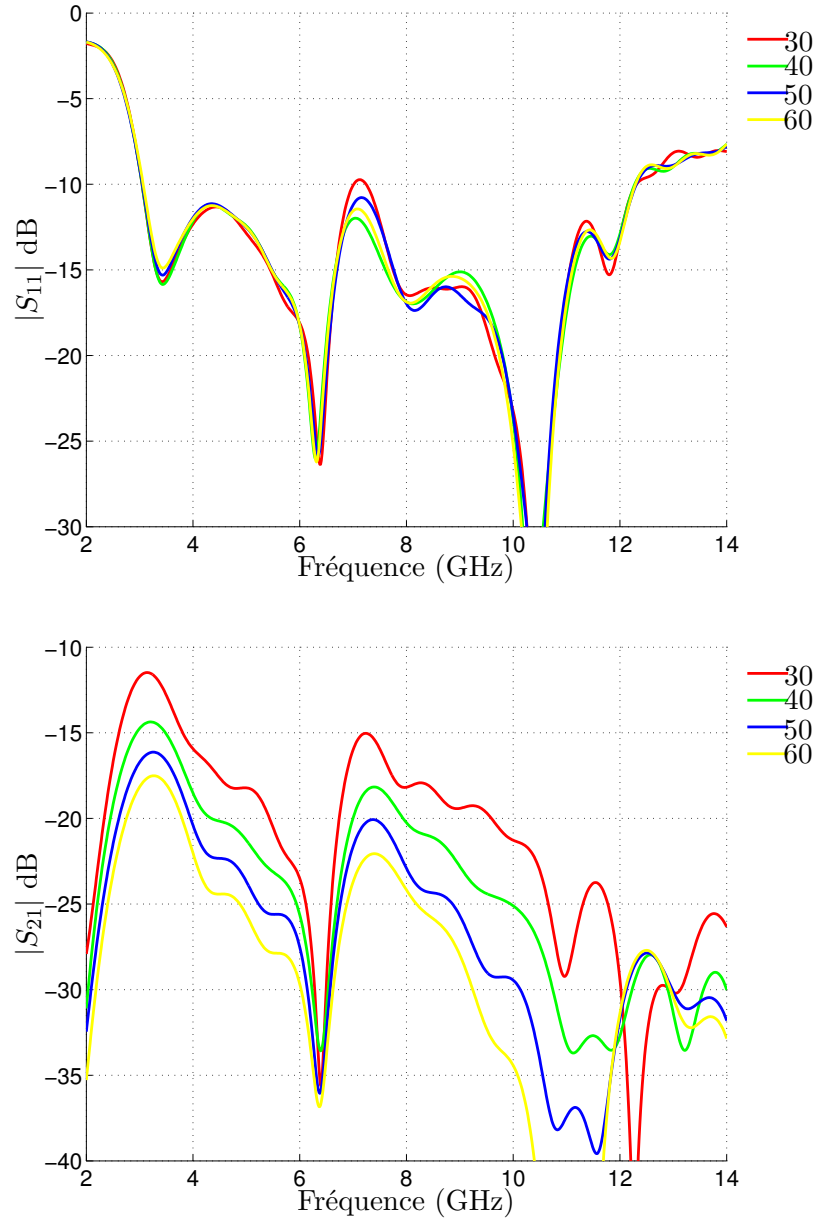


FIGURE 6.3 – Amplitudes du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission en fonction de Δ_z (mm) - Résultats de simulation

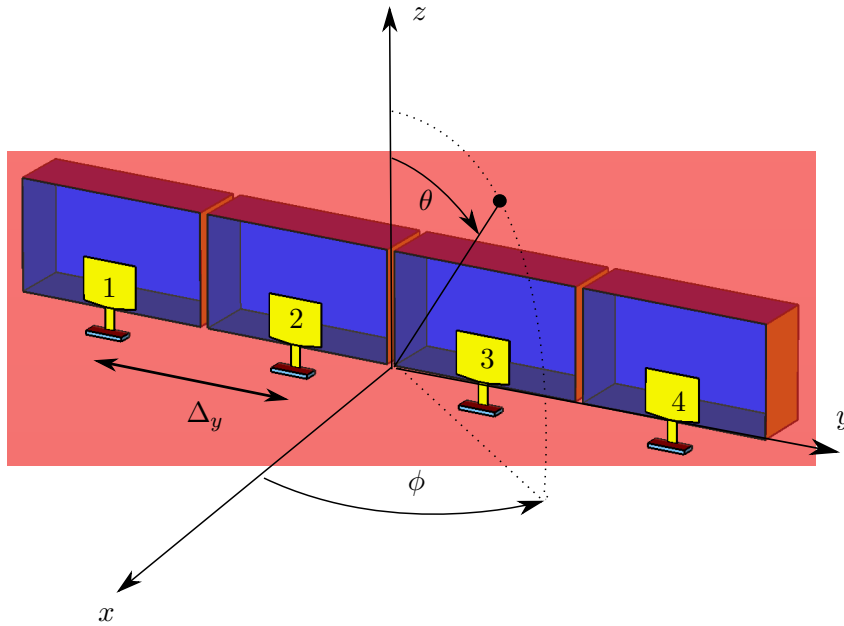


FIGURE 6.4 – Géométrie du réseau linéaire (vue en perspective)

- de diviser la puissance de manière égale vers tous les ports de sortie (équiamplitude),
- de garantir un déphasage identique à chaque fréquence pour tous les ports (équiphase). Dans le domaine temporel ce déphasage correspond à un temps de retard. Ce qui implique avoir la même longueur de ligne entre le port d'entrée et chacun des ports de sorties.

Une réalisation de ce diviseur de puissance dont les contraintes sont précédemment citées est présentée sur la Fig. 6.5. Le principe de ce diviseur consiste à diviser une ligne microstrip d'impédance caractéristique $Z_0 = 50\Omega$ en deux lignes d'impédance caractéristique $Z_0 = 100\Omega$. A la fin de l'étage diviseur, on désire une impédance caractéristique de 50Ω , qui est l'impédance à laquelle est adaptée l'antenne CBSA. Pour y parvenir une ligne à transition progressive entre 100Ω et 50Ω est introduite [?]. Afin de réaliser un diviseur de puissance 1 entrée vers 4 sorties, cette opération est répétée deux fois.

6.2.1.1 Etudes paramétriques du diviseur de puissance 1 → 4

L'effet de la distance L_y est présenté sur la Fig. 6.6. Dans la réalisation finale nous n'aurons pas le choix de cette distance puisqu'elle correspond à la distance inter-élément. Ce paramètre affecte plus particulièrement la fréquence basse d'adaptation. Plus la distance L_y augmente et plus la fréquence de coupure à -10dB est rejetée vers les hautes fréquences. En effet en augmentant L_y , la longueur de la ligne d'impédance 100Ω augmente : l'inductance et la résistance de l'impédance caractéristique de la ligne varie en fonction de la fréquence[?, ?, ?, ?, ?]. En conséquence, il est préférable de conserver des longueurs de lignes minimales.

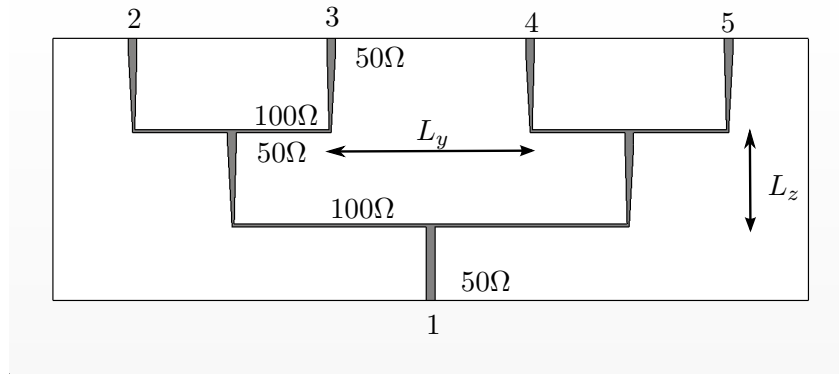
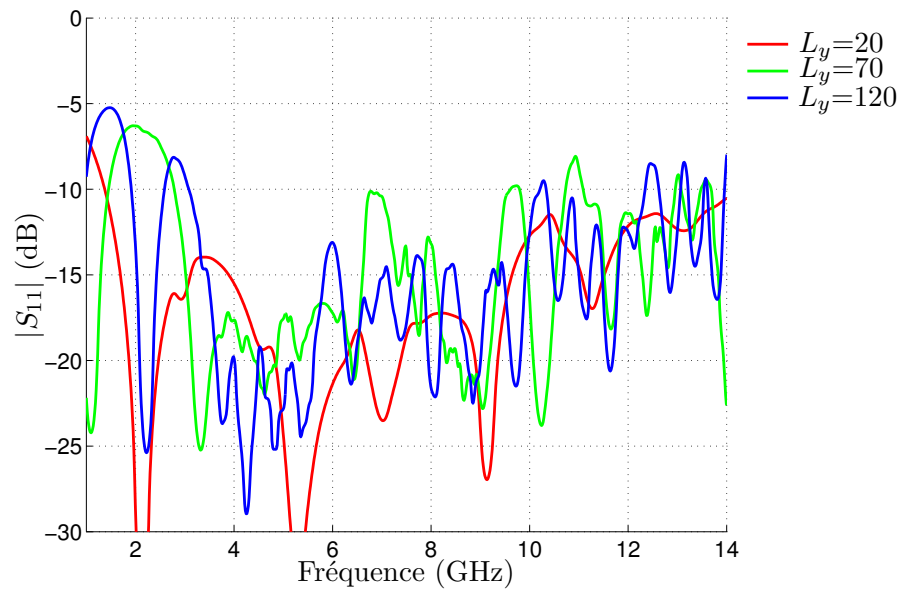


FIGURE 6.5 – Géométrie du diviseur de puissance 1 entrée - 4 sorties

FIGURE 6.6 – Amplitude du coefficient de réflexion simulé et en fonction de L_y (mm) pour le diviseur 1 vers 4

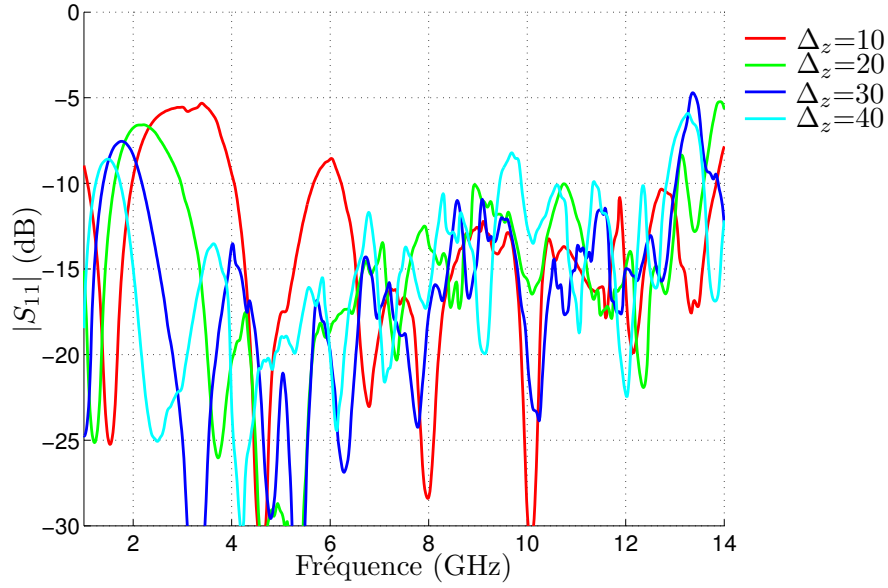


FIGURE 6.7 – Amplitude du coefficient de réflexion simulé du coefficient de réflexion et en fonction de L_z (mm) pour le diviseur 1 vers 4

La Fig. 6.7 présente les résultats de la simulation pour le coefficient de réflexion en fonction de la longueur de la transition L_z entre la ligne 100Ω et 50Ω . Contrairement au paramètre précédent, plus L_z est petite, plus la désadaptation entre 3 et 4GHz est importante.

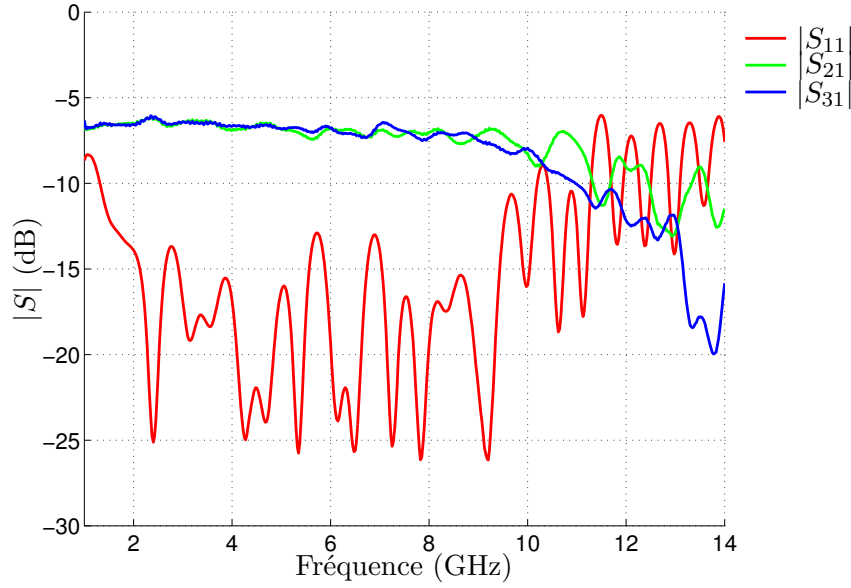
La longueur L_y étant fixée par la distance inter-élément Δ_y , nous constatons qu'une valeur $L_y = \Delta_y = 50$ mm permet d'obtenir une adaptation acceptable en dessous de -10 dB sur la bande de fréquence FCC.

6.2.1.2 Caractéristiques fréquentielles et temporelles du diviseur de puissance réalisé

En prenant en compte l'étude précédente et la restriction sur la distance inter-élément Δ_y , la longueur de la transition progressive entre la ligne de 100Ω et 50Ω est le seul paramètre qui peut être modifié. Il est fixé à $L_z = 20$ mm afin d'avoir l'amplitude du coefficient de réflexion inférieure à -10 dB sur la bande FCC.

La Fig. 6.8 présente le coefficient de réflexion et les coefficients de transmission (en amplitude) du prototype réalisé. Le diviseur de puissance est symétrique. Les coefficients de transmission S_{21} et S_{51} sont identiques tout comme les S_{31} et S_{41} . Sur la bande FCC l'amplitude de son coefficient de réflexion est inférieure à -10 dB et homogène sur toute la bande de fréquence. Son amplitude moyenne est $|\bar{S}_{11}| = -17.6$ dB.

De la même manière les coefficients de transmission sur chacun des ports sont identiques, stables, avec une légère décroissance en fonction de la fréquence. En

FIGURE 6.8 – Amplitude des paramètres S du diviseur de puissance $1 \rightarrow 4$ réalisé

revanche au delà de 10 GHz, les coefficients de transmission entre les différentes sorties ne sont pas identiques. Mais ce phénomène a un impact limité en rayonnement impulsionnel au vu de la faible densité spectrale des impulsions envoyées dans la bande supérieure à 9 GHz. Les coefficients de transmission moyens entre les différents ports de sorties sont $\overline{S}_{21} \approx \overline{S}_{31} \approx -7.3 \pm 0.2$ dB. Théoriquement, un diviseur de puissance $1 \rightarrow 4$ idéal a un coefficient de transmission égale à -6dB. La différence entre le coefficient de transmission moyen mesuré et la théorie, provient probablement de la mauvaise transition entre les connecteurs SMA et la ligne microstrip lors de la réalisation du prototype. Néanmoins la différence entre la théorie et la mesure est acceptable et les propriétés d'équiamplitude et équiphase sont conservées.

La Fig. 6.9 présente la réponse temporelle du prototype du diviseur de puissance. Le signal d'excitation est le signal utilisé pour le calcul des réponses temporelles (Fig. 5.23). Les réponses temporelles sur les ports de sorties sont identiques. Les signaux arrivent simultanément. Cela vérifie le caractère équiphase du diviseur de puissance. Le temps de trajet de l'impulsion entre le port d'entrée et les ports de sortie est de 940 ps.

Si nous regardons la puissance d'un diviseur équiamplitude idéal, nous devrions avoir la somme des puissances de sorties P_{out} égale à la puissance injectées P_{inj} . On obtient une relation entre la tension d'entrée et les tensions de sortie en fonction du

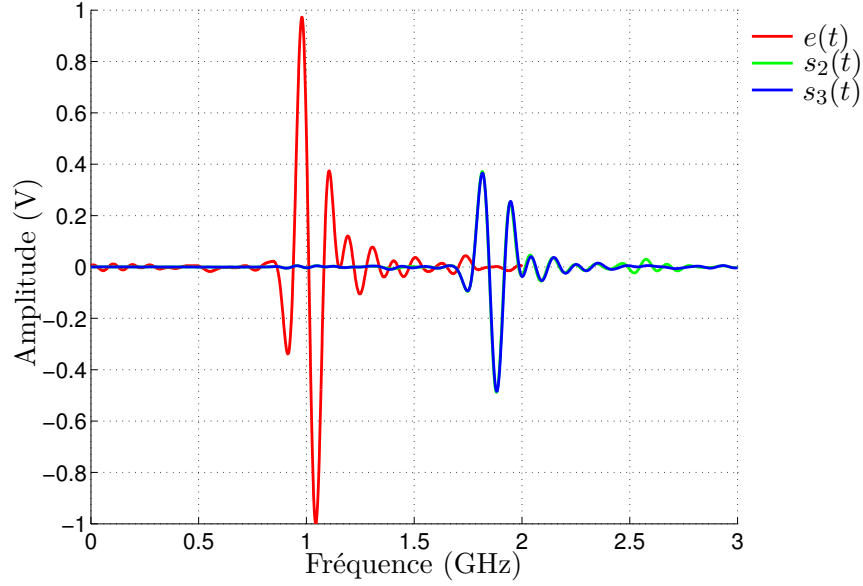


FIGURE 6.9 – Réponse temporelle du diviseur de puissance 1 → 4 réalisé

nombre de sorties N :

$$\begin{aligned}
 P_{inj} &= \sum_{n=1}^N P_{out_n} \\
 \frac{V_{inj}^2}{Z_0} &= \sum_{n=1}^N \frac{V_{out_n}^2}{Z_0} \\
 V_{inj}^2 &= V_{out_1}^2 + V_{out_2}^2 + \dots + V_{out_N}^2
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

En faisant l'hypothèse que le diviseur de puissance a une répartition équi-amplitude : $V_{out_1} = V_{out_2} = \dots = V_{out_N} = V_{out}$. Nous obtenons alors le rapport entre la tension d'entrée et les tensions de sortie :

$$V_{inj} = \sqrt{N} V_{out} \tag{6.2}$$

Avec $N=4$ éléments, théoriquement nous avons un rapport égal à deux entre la tension d'entrée et les tensions des sorties. L'impulsion d'entrée est normalisée à 1 V. En sortie nous obtenons des impulsions dont l'amplitude maximale est $|V_{max}| = 0.44$ V. Ce résultat traduit les faibles pertes de notre diviseur de puissance sur toute la bande passante de l'impulsion.

Le facteur de fidélité entre l'impulsion injectée et les impulsions reçues est $FF_{div} = 0.97 \pm 0.01$ et est révélateur des faibles dispersions et distorsions entraînées par l'utilisation de ce diviseur de puissance.

Caractéristiques	Valeur
$ \bar{S}_{11} $ (dB)	-17.6
$ \bar{S}_{21} $ (dB)	-7.3 ± 0.2
F_{div} (%)	0.97 ± 0.01

TABLE 6.1 – Récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles du diviseur de puissance $1 \rightarrow 4$

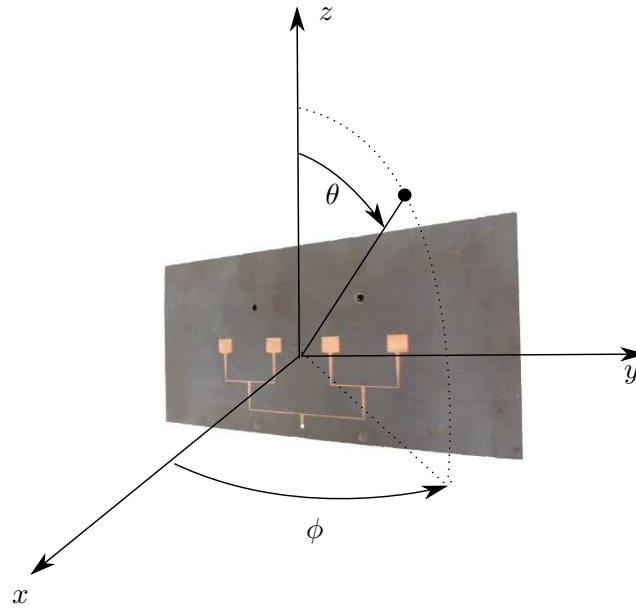


FIGURE 6.10 – Prototype de l'antenne réseau 1×4 présenté dans le système de coordonnées sphériques

Le tableau 6.1 résume les principales caractéristiques fréquentielles et temporelles du diviseur de puissance. Ces résultats mettent en valeur ses très bonnes caractéristiques et valide son utilisation dans l'antenne réseau.

6.2.2 Coefficient de réflexion de l'antenne réseau

Le diviseur de puissance, la ligne et le stub des antennes CBSA sont imprimés sur la même face du substrat. La Fig. 6.10 présente, dans le système de coordonnées sphérique, le réseau réalisé.

La Fig. 6.11 présente la comparaison entre les coefficients de réflexion simulé et mesuré. Une bonne corrélation entre les deux résultats est obtenue. Le coefficient de réflexion moyen mesuré est $\bar{S}_{11} = -16\text{dB}$ sur la bande FCC. Cette bonne adaptation valide les études théoriques faites indépendamment sur l'élément rayonnant et sur le diviseur de puissance.

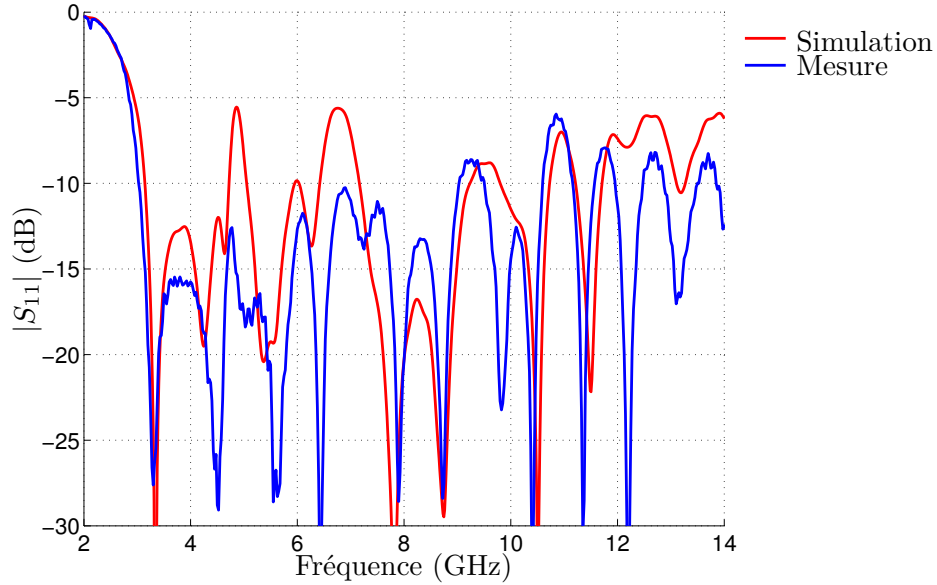


FIGURE 6.11 – Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau 1×4

6.2.3 Etude du rayonnement de l'antenne réseau 1×4

La fonction de transfert du réseau linéaire de CBSA est mesurée afin de déterminer les cartes de gain dans les plans principaux ainsi que ses performances temporelles.

6.2.3.1 Cartes de gain de l'antenne réseau 1×4

La Fig. 6.12 présente les cartes de gain dans les plans principaux E et H. Dans le plan E nous pouvons constater que la carte de gain est identique à celle de l'élément unitaire : ce plan n'est pas sujet à l'effet réseau. Le gain est plus élevé et atteint 14.8 dBi à 8.2 GHz dans la direction $\theta = 50^\circ$. L'ouverture moyenne sur la bande FCC est $\bar{\theta}_{-3dB} = 54^\circ$ et elle est semblable à l'élément unitaire. La bonne isolation entre les éléments ne modifie pas le diagramme de rayonnement des antennes sur ce plan.

Dans le plan H, le diagramme de rayonnement subit l'effet du facteur de réseau. Le lobe principal dans la direction $\phi = 0^\circ$ est maximal jusqu'à 8 GHz puis s'atténue au profit des lobes de réseau. En superposition, est représenté les lieux du lobe principal et des lobes de réseaux correspondant à un espacement inter-élément $\Delta_y = 50$ mm et une loi d'alimentation équiphasé et équi-amplitude. Les lobes de réseau doivent normalement apparaître dans notre fenêtre d'observation à partir de 6 GHz. Dans les mesures, les premiers lobes de réseaux atteignent leur valeur maximale à partir de 8 GHz. Selon le principe de multiplication des diagrammes énoncé dans la section 3.2, et du diagramme de rayonnement de l'élément unitaire

dans ce plan (Fig. 5.22), nous obtenons les résultats suivants :

- un creux de rayonnement à partir de 9 GHz dans la direction du lobe principal de rayonnement,
- les premiers lobes de réseau apparaissent à partir de 8 GHz et disparaissent à 11 GHz,
- la seconde paire de lobes de réseau entrant dans la fenêtre d'observation à 12 GHz sont absents de la carte de gain.

Au final, sur la bande FCC nous obtenons une ouverture moyenne du lobe principal $\theta_{-3dB} = 14^\circ$.

La Fig. 6.13 présente le gain $G_\theta(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ dans la direction perpendiculaire au plan du réseau, le gain maximum mesuré $G_{\theta_{max}}(\omega)$ et le gain maximum théorique donné par l'ouverture équivalente ($A_{eff} = 4\pi A/\lambda^2$) [?]. L'ouverture équivalente A est calculée à partir des dimensions totales des 4 ouvertures soit $A = 200 \times 28 \text{ mm}^2$.

La comparaison entre le gain maximum mesuré $G_{\theta_{max}}(\omega)$ et le gain maximum lié à l'ouverture équivalente A_{eff} nous montre que :

- peu de pertes sont présentes jusqu'à 4.9 GHz, les courbes sont quasiment identiques,
- entre 4.9 GHz et 8.5 GHz nous obtenons des pertes de rayonnement certainement liées aux pertes diélectriques et à la présence de lobes secondaires,
- à partir de 8.5 GHz le gain maximum mesuré chute et correspond aux pertes d'énergie liées à l'apparition des lobes de réseau.

On remarque que le maximum de gain réalisé mesuré est obtenu uniquement entre 4.9 et 6.8 GHz dans la direction du lobe principal de rayonnement.

6.2.3.2 Réponse temporelle de l'antenne réseau 1×4

La réponse temporelle est présentée dans les plans E et H sur la Fig. 6.14.

Dans le plan E, la réponse temporelle est identique à celle de l'antenne élémentaire (Fig. 5.24). L'énergie est concentrée dans le demi-plan supérieur ($\theta \in [0 - 90^\circ]$) sur quelques picosecondes.

Dans le plan H, l'effet réseau dans le domaine temporel est observable. L'enveloppe de la réponse temporelle est focalisée dans la direction du lobe de rayonnement principal sur quelques picosecondes. Dans les directions $\phi = \pm 45^\circ$, on observe également une réponse temporelle de faible amplitude et étalée. Ces zones sont le résultat des lobes de réseau observés dans le domaine fréquentiel et correspondent à des trains d'impulsion. Toutefois, il y a absence d'interférences constructives des impulsions qui aboutiraient à des maximums d'amplitude et on obtient une seule impulsion principale dans la direction principale de rayonnement.

L'énergie injectée dans l'élément seul est identique à l'énergie injectée dans le réseau 1×4 . La réponse temporelle qui était rayonnée par l'élément unitaire dans le plan H (Fig. 5.24) est maintenant concentrée autour de $\phi = 0^\circ$. Les trains d'impulsion à $\phi = \pm 40^\circ$ sont observables. Ils sont le résultat du facteur de réseau dans le domaine temporel.

La Fig. 6.15 présente une comparaison entre la simulation et la mesure de la

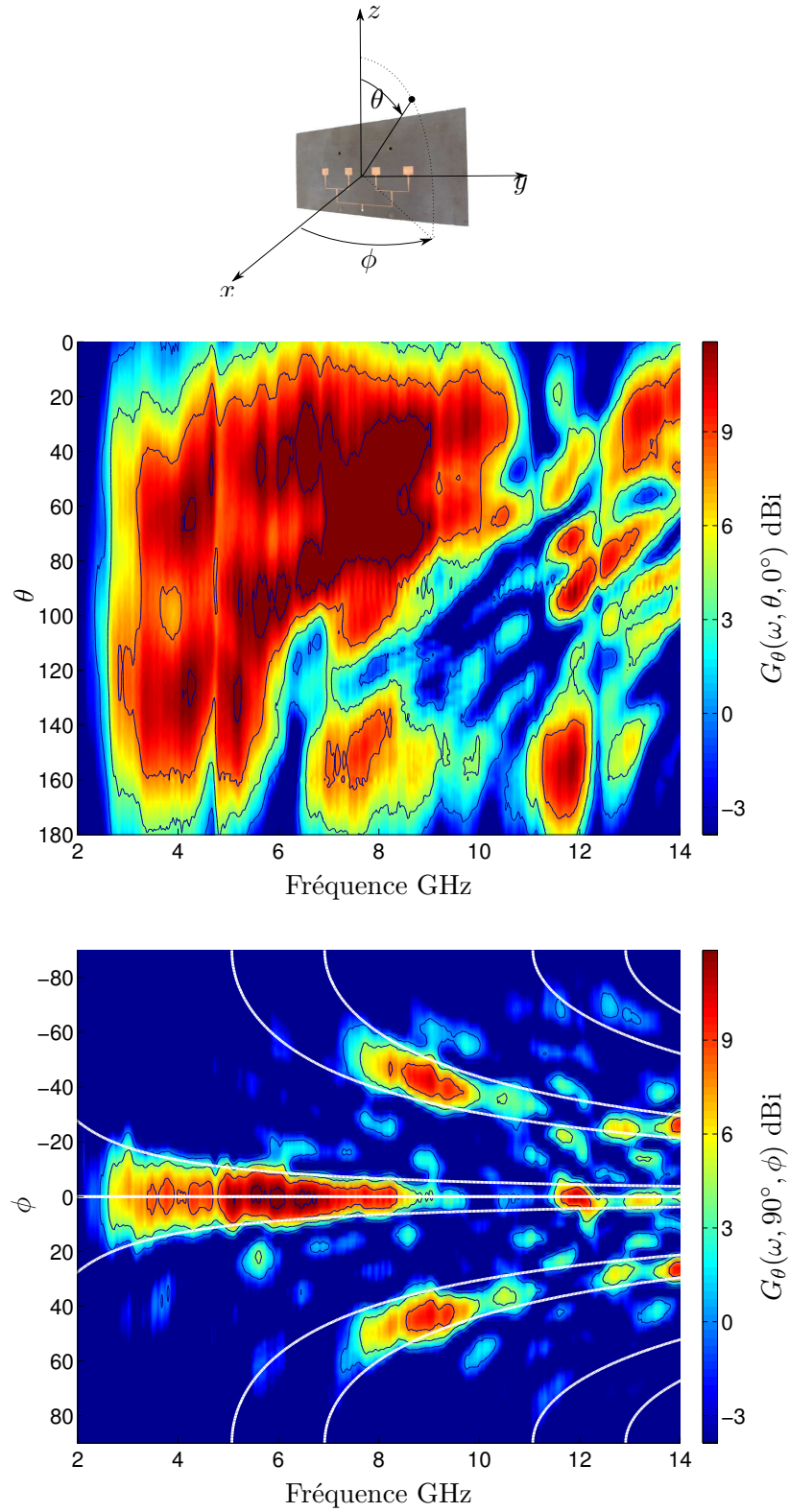


FIGURE 6.12 – Cartes de gain réalisé (composante G_θ) du réseau planaire 1×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

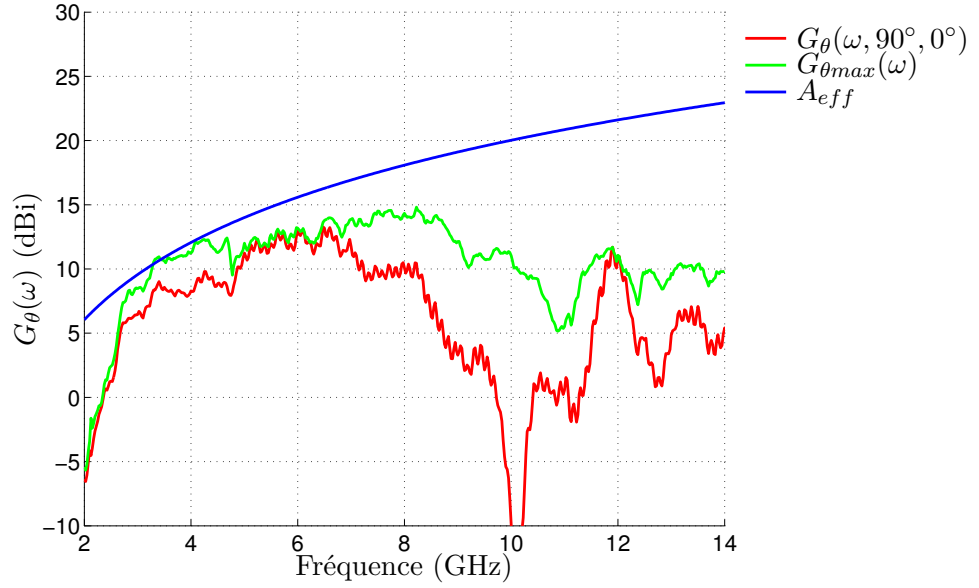


FIGURE 6.13 – Comparaison entre le gain réalisé dans la direction $G_\theta(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$, le gain réalisé maximum $G_{\theta_{max}}(\omega)$, et le gain maximum de l'ouverture équivalente A_{eff}

réponse temporelle lorsque le signal $e(t)$ est appliqué sur le port d'alimentation du réseau. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est obtenue. La première impulsion observée sur la réponse temporelle à 2.3 ns correspond à la mauvaise transition entre la ligne micro-ruban et le connecteur SMA. Ce phénomène a déjà été observé et commenté sur la figure 5.34.

La Fig. 6.16 donne les amplitudes pic obtenues pour le réseau. Dans le plan E, l'amplitude pic maximale atteint 2.55 dans la direction $\theta = 45^\circ$. Dans le plan H, l'amplitude pic maximale atteint 1.8 dans la direction du lobe principal ($\phi = 0^\circ$). Dans les directions $\phi = \pm 45^\circ$, l'amplitude pic remonte à 0.58 et correspond aux zones dans lesquelles sont observés les trains d'impulsion.

La Fig. 6.17 présente le facteur de fidélité dans les plans E et H. Dans le plan E, le facteur de fidélité est supérieur à 0.8 sur une large ouverture angulaire de 95° . Une valeur maximale de 0.9 est atteinte pour $\theta = 60^\circ$. Dans le plan H le facteur de fidélité est supérieur à 0.8 pour une ouverture angulaire de 20° . Dans la direction du lobe principal de rayonnement, la valeur maximale est de 0.88.

La Fig. 6.18 présente la largeur d'impulsion à mi-puissance du réseau 1×4 . Dans le plan E, elle est quasiment stable, constante et inférieure à 220 ps pour $\theta \in [0^\circ, 110^\circ]$ et croît au delà de cette valeur. La largeur minimale de l'impulsion est de 195ps dans la direction $\theta = -30^\circ$. Dans le plan H, la largeur d'impulsion à mi-puissance est minimale dans la direction principale de l'axe de rayonnement (220 ps). Dans les autres directions de ce plan, le temps d'impulsion est supérieur à 400ps : l'impulsion est étalée. Dans le chapitre 3, nous avons montré que cet

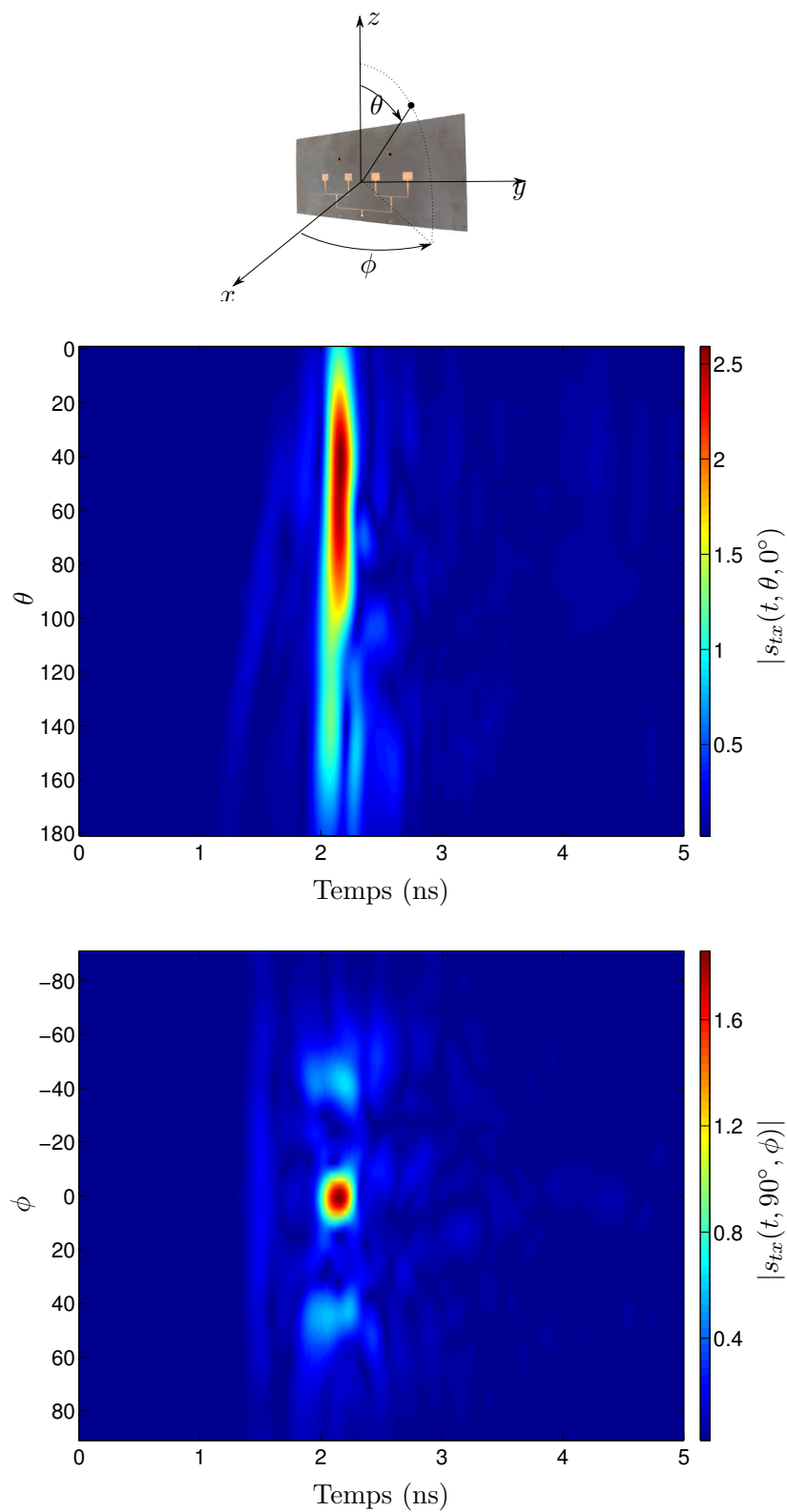


FIGURE 6.14 – Réponse temporelle du réseau planaire 1×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

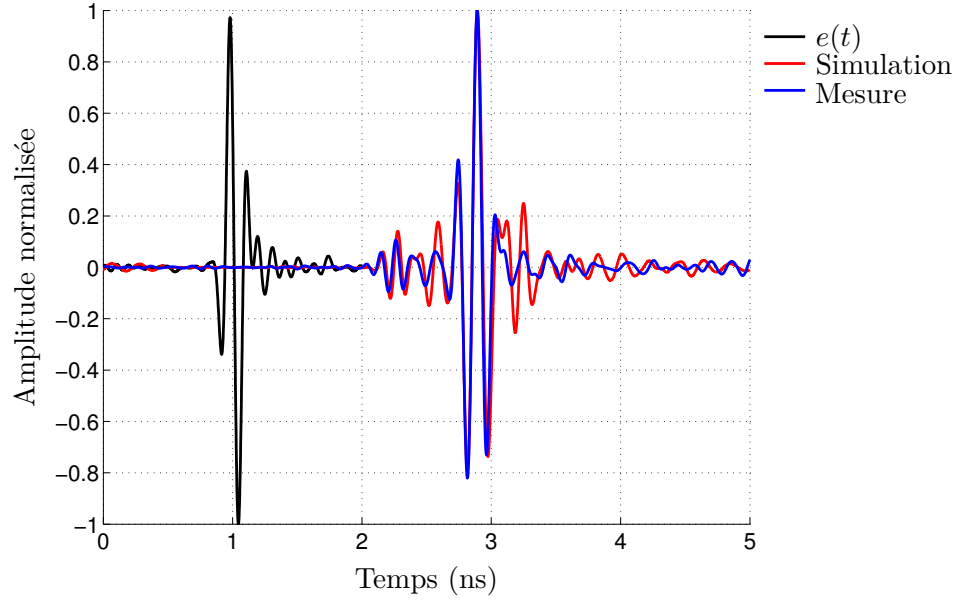


FIGURE 6.15 – Simulation et mesure de la réponse temporelle $s_{tx}(t, 90^\circ, 0^\circ)$ du réseau 1×4 avec $e(t)$ le signal d'entrée

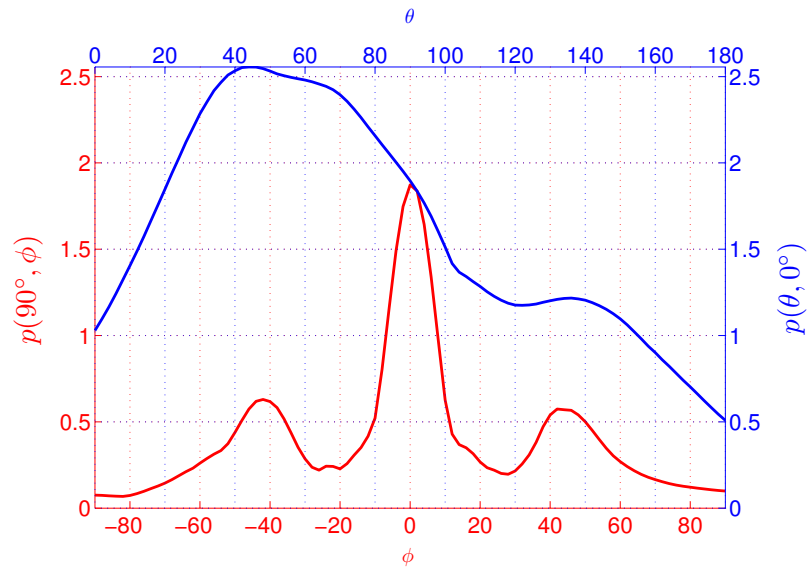


FIGURE 6.16 – Amplitudes pic de la réponse temporelle du réseau 1×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

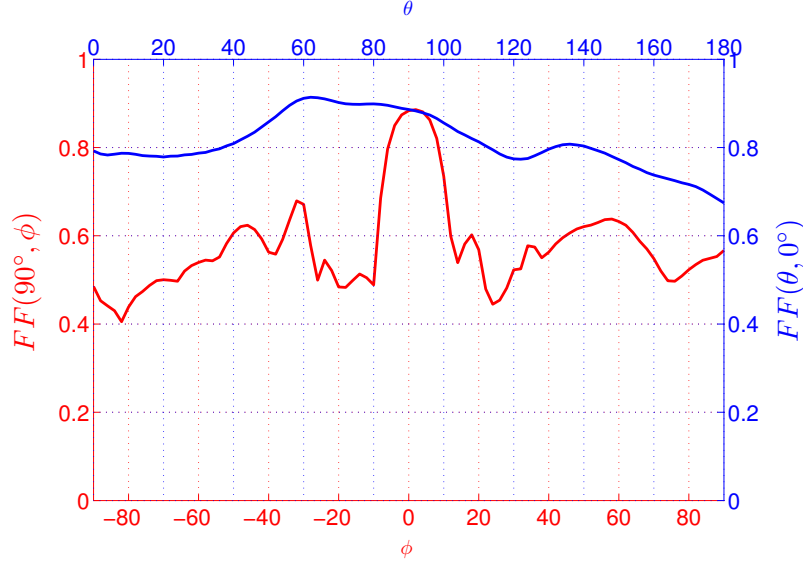


FIGURE 6.17 – Facteur de fidélité de la réponse temporelle du réseau 1×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

étalement correspond aux trains d'impulsion créés par le facteur de réseau dans le domaine temporel.

6.2.4 Conclusions sur le réseau planaire 1×4 d'antennes CBSA

Dans cette section nous avons étudié, réalisé et mesuré un réseau planaire 1×4 , ainsi que son réseau d'alimentation. La structure réalisée est adaptée dans la bande 3.2 - 10.6 GHz ($|S_{11}| < -10$ dB) avec une remontée à -8.5 dB autour de 9.2 GHz qui n'est pas pénalisante pour les applications en régime impulsionnel. La structure conserve une faible taille au dessus du plan de masse avec un gain maximum de 14.8 dBi. Dans le plan E, nous avons conservé le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire, et une bonne réponse temporelle (amplitude élevée et dispersion faible) dans le demi-plan supérieur $\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$. Dans le plan H du réseau, la direction principale du lobe de rayonnement est suivant l'axe du réseau et les lobes de réseau apparaissent à partir de 8 GHz. Une réponse temporelle de forte amplitude et de faible distorsion est conservée dans la direction du lobe de rayonnement principale synthétisée par l'effet réseau.

6.3 Géométrie du réseau planaire de 4×4 d'antennes CBSA

Dans la section précédente, nous avons vu que l'effet réseau conserve les caractéristiques temporelles dans la direction du lobe principal. Toutefois, dans le plan

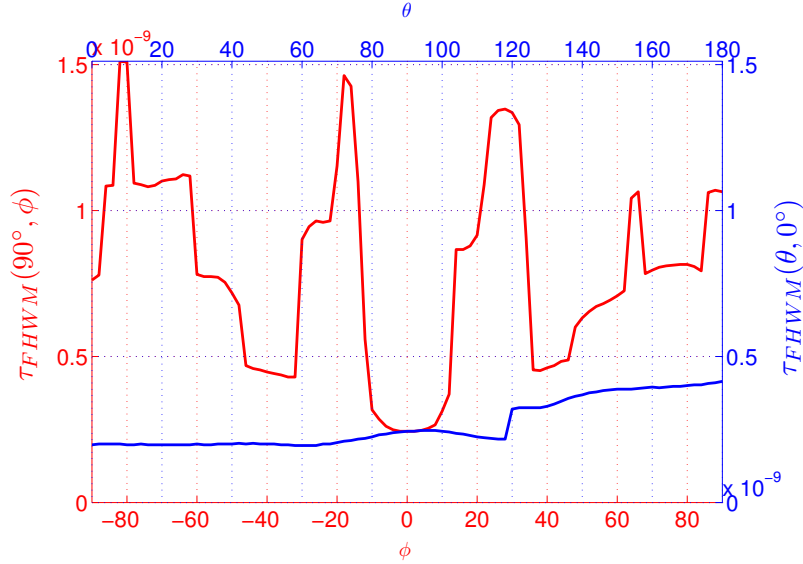


FIGURE 6.18 – Largeur d’impulsion de la réponse temporelle du réseau 1×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

E nous conservons une ouverture relativement large du lobe principal. Afin d’augmenter le gain tout en conservant une bonne réponse temporelle dans la direction du lobe principal, un réseau planaire composé de 4×4 CBSA est étudié, réalisé et mesuré dans cette dernière partie.

La Fig. 6.19 présente le réseau planaire de 4×4 d’antennes CBSA. Comme précédemment les éléments sont espacés de Δ_y le long de l’axe y et de Δ_z le long de l’axe z .

Une étude préliminaire est menée pour étudier le réseau d’alimentation qui sera utilisé pour alimenter les éléments. L’adaptation, l’équiamplitude et l’équiphasage entre chaque sortie sont l’objet de cette étude. La Fig. 6.20 montre les amplitudes des coefficients de réflexion et de transmission du diviseur de puissance. La longueur totale de la ligne micro-ruban provoque des désadaptations dans la bande passante comme nous l’avons vu dans la section 6.2.1.

Néanmoins, les coefficients de transmission entre chaque port d’alimentation sont identiques, ce qui assurera une loi d’illumination équiamplitude. Théoriquement, l’amplitude du coefficient de transmission sur un port de sortie d’un diviseur de puissance idéal $1 \rightarrow 16$ s’élève à -12 dB. Dans la simulation, le résultat obtenu pour le coefficient de transmission moyen dans la bande de fréquence FCC est égale à $|\overline{S}_{21}| = -13.78$ dB.

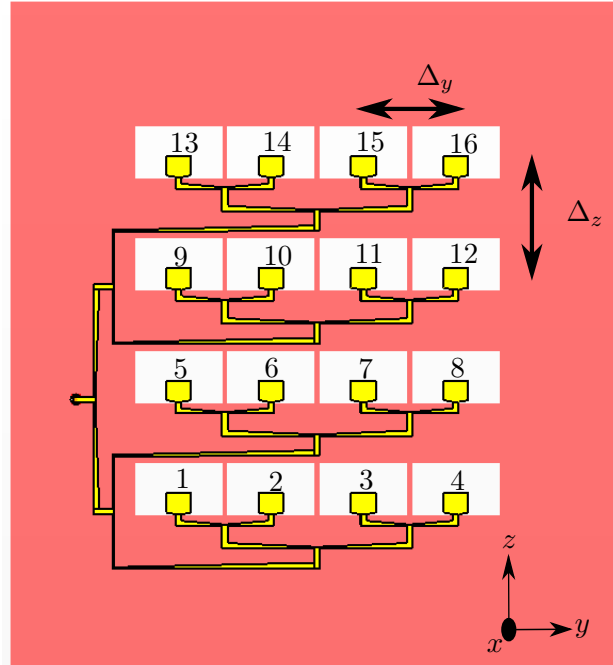


FIGURE 6.19 – Géométrie du réseau planaire de 4×4 de CBSA (vue de face)

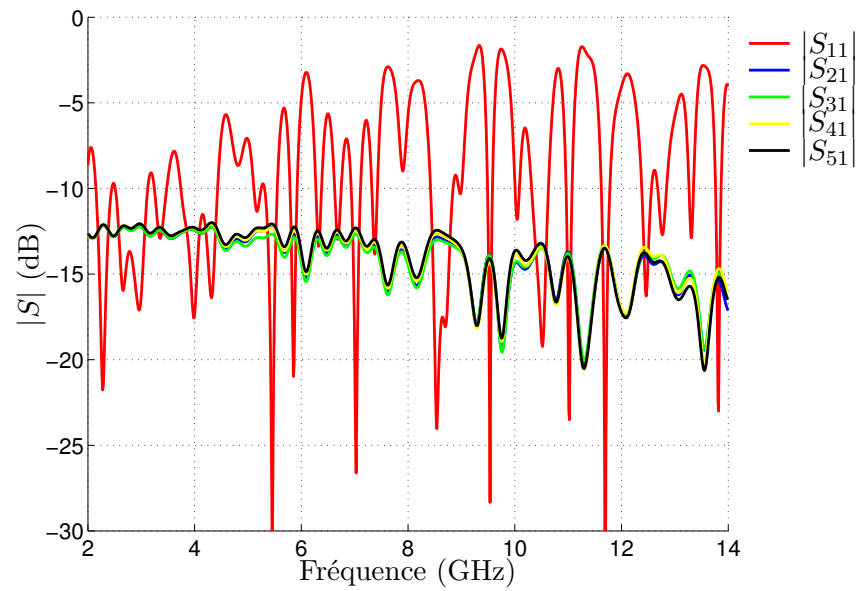


FIGURE 6.20 – Amplitude des paramètres S du diviseur de puissance $1 \rightarrow 16$

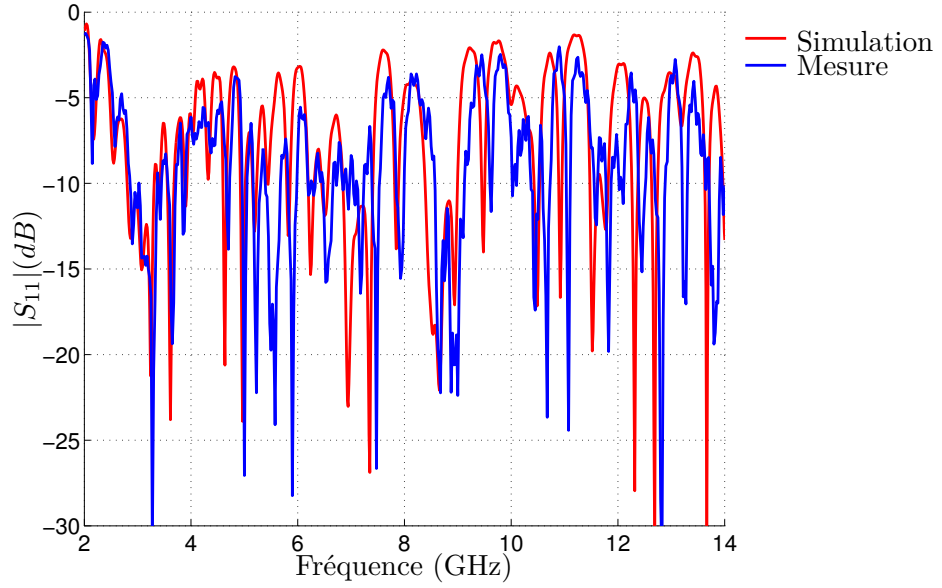


FIGURE 6.21 – Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion du réseau planaire 4×4

6.3.1 Coefficient de réflexion du réseau planaire 4×4 de CBSA

Le réseau planaire 4×4 de CBSA est réalisé avec le diviseur de puissance imprimé sur la même face du substrat. Les distances inter-éléments sont $\Delta_y = 50$ mm et $\Delta_z = 60$ mm. La Fig. 6.21 présente l'amplitude du coefficient de réflexion de la structure. Une bonne corrélation entre la mesure et la simulation est obtenue. Cette amplitude n'est plus strictement inférieure à -10 dB dans la bande des fréquences. En revanche nous vérifions qu'aucune fréquence n'est rejetée et obtenons un coefficient de réflexion moyen $|\bar{S}_{11}| = -9.78$ dB dans la bande FCC. Les études préliminaires faites sur l'isolation entre les éléments et sur le diviseur de puissance montre que ces désadaptations sont uniquement causées par le réseau d'alimentation. Afin d'avoir un meilleur coefficient de réflexion, une solution commerciale du diviseur de puissance est envisageable. Cette solution fournirait une structure correctement adaptée sur la bande passante, au détriment d'une structure planaire et compacte incluant le diviseur de puissance.

6.3.2 Etude du rayonnement du réseau planaire 4×4

La fonction de transfert est mesurée afin de déterminer les cartes de gain dans les plans principaux ainsi que les performances temporelles.

6.3.2.1 Cartes de gain du réseau planaire 4×4

La Fig. 6.22 présente les cartes de gain dans les plans E et H. Sur les deux cartes de gain sont représentés en superposition les lieux attendus des lobes principaux et des lobes de réseaux correspondant à une alimentation équiampitude et équiphase.

Dans le plan E, les lobes de réseau apparaissent à 5.1 GHz. Théoriquement ils doivent apparaître à 5GHz. Le lobe de réseau situé dans la zone supérieure ($\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$) a une amplitude plus importante que celui situé dans la zone inférieure ($\theta \in [90^\circ, 180^\circ]$). Il s'agit du résultat du principe de multiplication des diagrammes : le diagramme de gain de l'élément unitaire est dissymétrique sur ce plan avec un gain plus important dans la zone supérieure. Sur la bande FCC nous obtenons une ouverture moyenne du lobe principal égale à $\bar{\theta}_{-3dB} = 14^\circ$.

Dans le plan H, la carte de gain ressemble sensiblement à la carte de gain (à un facteur d'amplitude près) présentée précédemment avec le réseau planaire 1×4 (Fig. 6.12). Le lobe dans la direction de rayonnement principal est prépondérant jusqu'à 8GHz et s'atténue au profit des lobes de réseau. L'ouverture moyenne est égale à $\bar{\phi}_{-3dB} = 13^\circ$ sur la bande FCC.

La Fig. 6.23 présente une comparaison entre le gain mesuré dans la direction du lobe principal $G_\theta(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$, le gain maximum $G_{\theta max}(\omega)$ et le gain maximum de l'ouverture équivalente A_{eff} avec $A = 200 \times 240 mm^2$. En complément le gain intrinsèque dans la direction du lobe principal $G_{i\theta}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ est représenté afin de constater les chutes de gain aux pertes induites par le réseau d'alimentation. On observe que le gain maximum est majoritairement obtenu dans la direction du lobe principal de rayonnement, hormis entre 6.2 et 7.8 GHz et au delà de 8.3 GHz. Le gain réalisé maximum est de 17.22 dBi et le gain moyen sur la bande FCC est $\bar{G} = 7.72$ dBi. La différence entre le gain réalisé $G_\theta(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ et le gain intrinsèque $G_{i\theta}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ dans la direction du lobe principal est faible. Les pertes par désadaptation ont peu d'impact sur le gain réalisé pour les antennes à fort gain. En revanche la différence entre le gain maximum mesuré $G_{\theta max}(\omega)$ et le gain maximum de l'ouverture équivalente A_{eff} est importante : les lobes secondaires et les lobes de réseaux apparaissent tôt et contribuent à cette dégradation du gain maximum. En ne considérant que le gain maximum $G_{\theta max}(\omega)$, l'antenne possède un gain supérieur à 10 dBi entre 2.5 et 8.9 GHz.

6.3.2.2 Réponse temporelle du réseau planaire 4×4

Les réponses temporelles dans les plans E et H sont présentées sur la Fig. 6.24.

Dans le plan E, la réponse temporelle est focalisée sur une centaine de picosecondes dans la direction du lobe principal. Dans la direction $\theta = 40^\circ$, l'énergie est étalée et de faible amplitude.

Dans le plan H, nous retrouvons cette focalisation de l'énergie dans la direction du lobe principal. Dans les autres directions, on obtient une réponse temporelle de faible amplitude et étalée dans le temps.

La Fig. 6.25 présente une comparaison entre la simulation et la mesure de la

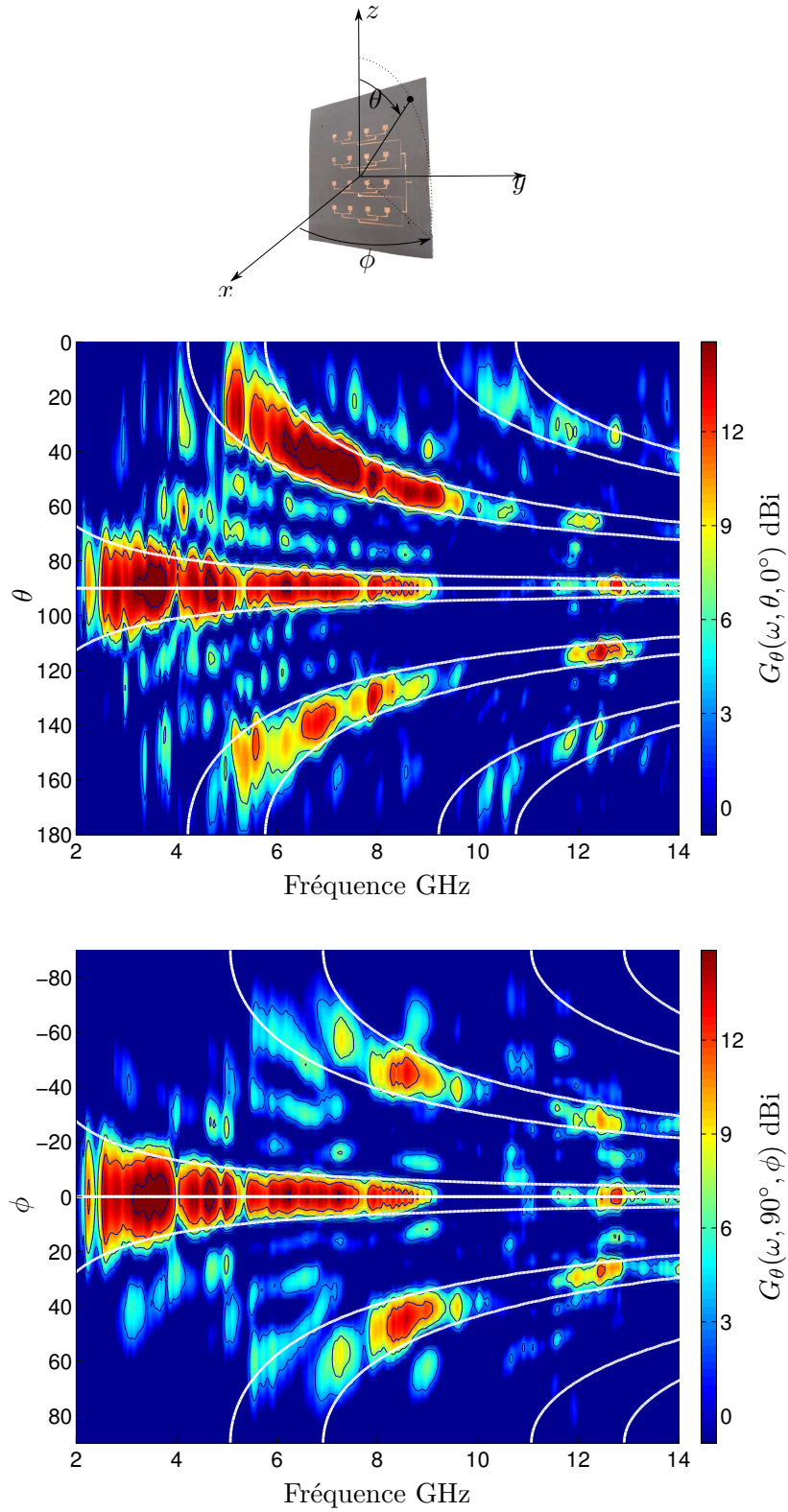


FIGURE 6.22 – Cartes de gain réalisé (composante G_θ) du réseau planaire 4×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

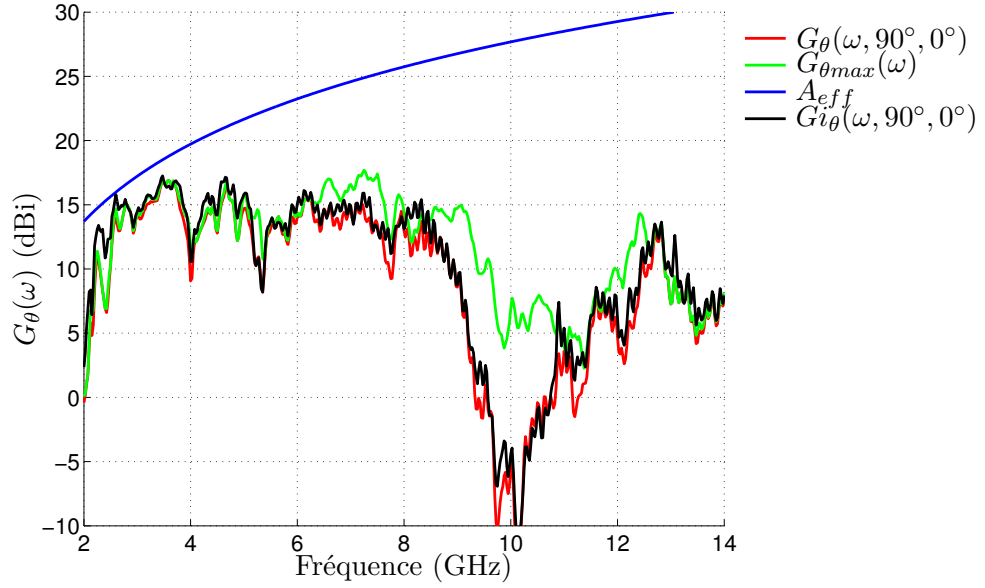


FIGURE 6.23 – Comparaison entre le gain dans la direction du lobe principal $G_\theta(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$, le gain maximum mesuré $G_{\theta_{max}}(\omega)$, le gain maximum de l'ouverture équivalente A_{eff} et le gain intrinsèque dans la direction du lobe principal $G_{i_\theta}(\omega, 90^\circ, 0^\circ)$ du réseau planaire 4×4

réponse temporelle lorsque le signal $e(t)$ est appliqué sur le port d'alimentation du réseau 4×4 . Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est obtenue.

La Fig. 6.26 présente l'amplitude pic de la réponse temporelle du réseau 4×4 . Sur les plans E et H l'amplitude maximale de la réponse temporelle est obtenue dans la direction du lobe principal ($p_{max} = 2.62$). Dans le plan E, le deuxième maximum de puissance ($\theta = 45^\circ$) s'élève à 1.4 et le troisième ($\theta = 135^\circ$) à 0.7. Dans le plan H, les deux autres maxima ($\phi = \pm 40^\circ$) s'élèvent à 0.7. En comparant avec les amplitudes pics du réseau 1×4 dans le plan H (Fig. 6.16), nous obtenons une amplitude équivalente pour ces maxima en $\phi = \pm 40^\circ$. En revanche l'amplitude du lobe principal est beaucoup plus importante : le nombre d'élément et la géométrie du réseau entraîne une focalisation de l'impulsion dans la direction du lobe principal.

La Fig. 6.27 présente le facteur de fidélité dans ces deux plans. Le maximum du facteur de fidélité est obtenu dans la direction du lobe principal (égale à 0.85) et correspond au maximum que l'on a pu obtenir dans cette direction avec l'antenne CBSA seule et avec le réseau 1×4 .

La Fig. 6.28 présente la largeur de la réponse temporelle à mi-puissance du réseau 4×4 . Dans la direction du lobe principal, nous obtenons la durée d'impulsion la plus courte et égale à 0.198 ns. Dans les autres directions, l'impulsion est étalée

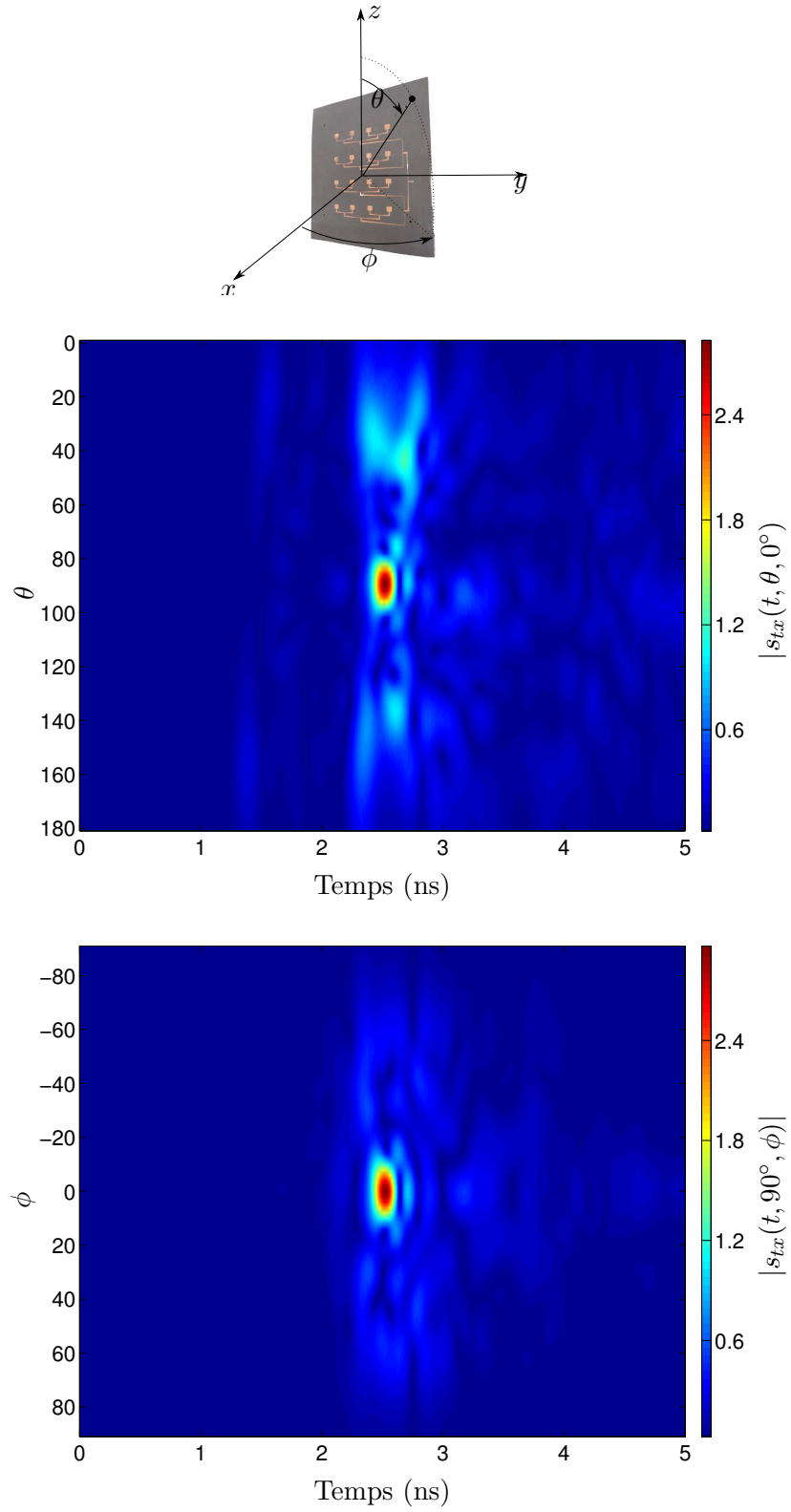


FIGURE 6.24 – Réponse temporelle du réseau 4×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

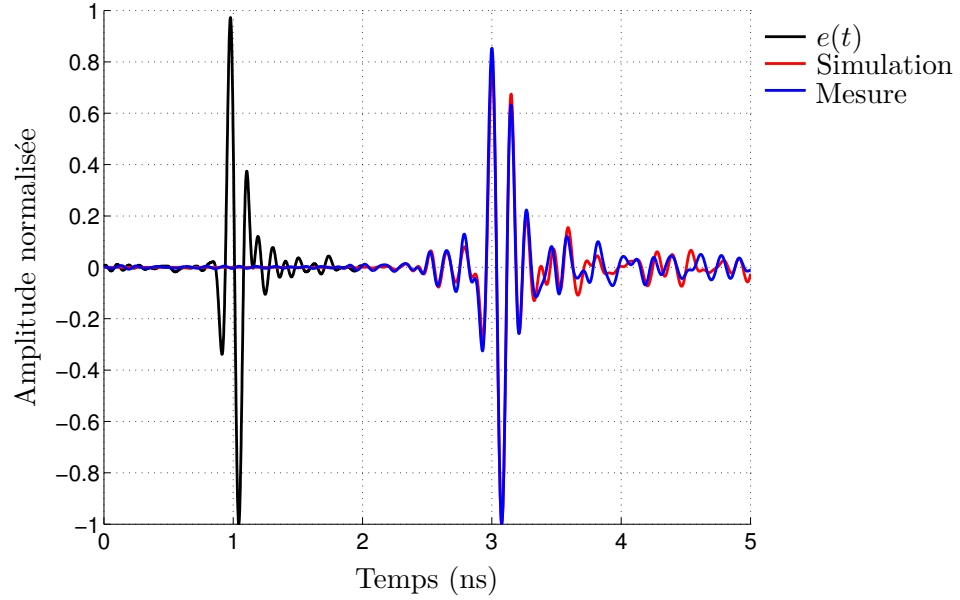


FIGURE 6.25 – Simulation et mesure de la réponse temporelle $s_{tx}(t, 90^\circ, 0^\circ)$ du réseau 4×4 avec $e(t)$ le signal d'entrée

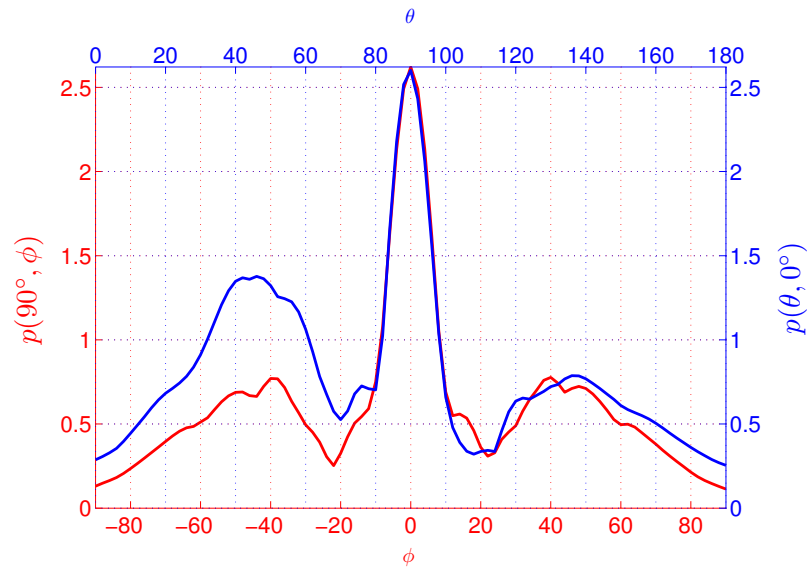


FIGURE 6.26 – Amplitude pic de la réponse temporelle du réseau 4×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

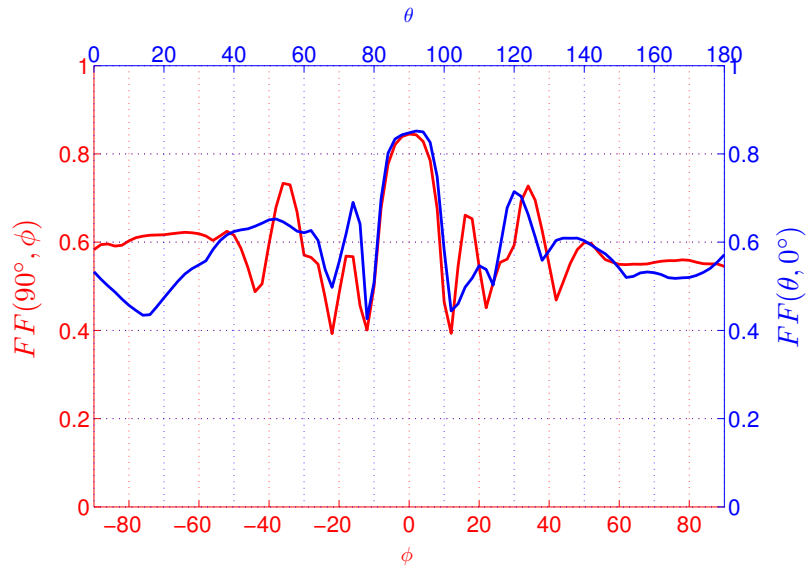


FIGURE 6.27 – Facteur de fidélité de la réponse temporelle du réseau 4×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

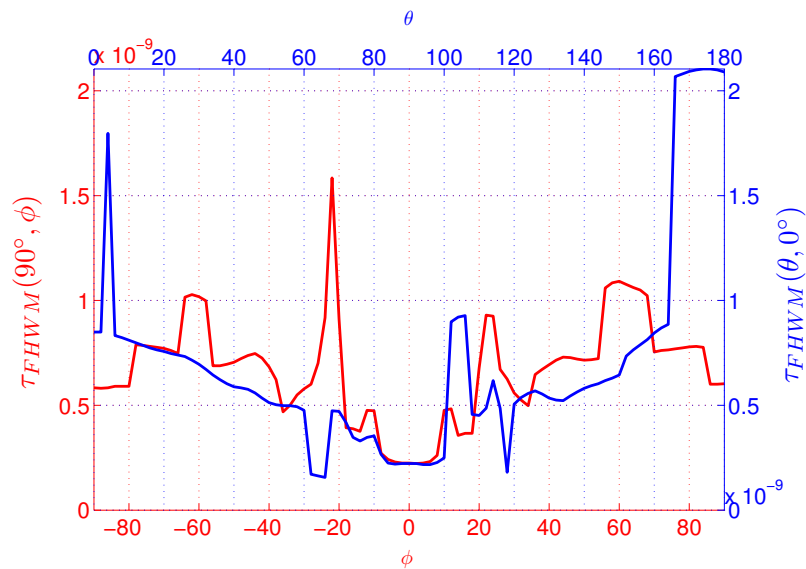


FIGURE 6.28 – Largeur d'impulsion de la réponse temporelle du réseau 4×4 dans le plan E ($\theta, \phi = 0^\circ$) et dans le plan H ($\theta = 90^\circ, \phi$)

Caractéristiques	CBSA	Réseau planaire 1×4	Réseau planaire 4×4
Dimensions (mm^3)	$48 \times 28 \times 14$	$200 \times 28 \times 14$	$200 \times 240 \times 14$
\bar{S}_{11} (dB)	-17.7	-16.1	-9.8
G_{max} (dBi)	10.02	14.8	17.7
$\bar{G}(90^\circ, 0^\circ)$ (dBi)	2.7	6.22	7.72
$\bar{\phi}_{-3dB}$ (deg)	43.35°	14°	14°
$\bar{\theta}_{-3dB}$ (deg)	58.21°	54°	13°
p_{max}	1.41	2.55	2.62
F_{max} (%)	91	90	85
τ_{FWHM} (ns)	0.158	0.195	0.198

TABLE 6.2 – Récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles de l'antenne CBSA, du réseau 1×4 et du réseau 4×4

6.3.3 Conclusions sur le réseau 4×4

Dans cette section nous avons étudié, fabriqué et mesuré un réseau 4×4 . La structure réalisée n'est pas strictement adaptée pour une amplitude du coefficient de réflexion inférieure à -10 dB, néanmoins elle conserve de bonnes caractéristiques fréquentielles et temporelles. La structure a un gain maximum de 17.7 dBi tout en conservant un encombrement faible suivant la hauteur ($\lambda_l/7$). Dans les plans E et H, les lobes de réseaux apparaissent à partir de 5.1 GHz. Dans le lobe principal de rayonnement, la réponse temporelle est de forte amplitude, faiblement distordue et peu étalée.

6.4 Conclusions sur les réseaux planaires de CBSA

La bonne isolation des antennes CBSA (lorsqu'elles sont proches l'une de l'autre) a permis d'utiliser cet élément pour concevoir des réseaux planaires. Ce travail a abouti à deux structures planaires ayant des diagrammes de rayonnements hémisphériques différents liés à la géométrie du réseau :

- le réseau 1×4 ,
- le réseau 4×4 .

Chaque structure intègre son propre diviseur de puissance. Le tableau 6.2 présente un récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles de l'élément unitaire et des deux antennes réseaux ainsi réalisés. La large bande passante est conservée et les bonnes caractéristiques temporelles (amplitude pic, facteur de fidélité, largeur d'impulsion) de ces antennes réseaux dans la direction du lobe principal, en font d'excellentes candidates pour des applications de télécommunication en régime impulsionnel.

Conclusions générales et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire concernent l'étude et la réalisation d'antennes réseaux planaires ULB en vue du développement de systèmes de communications sans fil en régime impulsionnel. Cette étude nous a conduit à traiter des problèmes pluridisciplinaires concernant :

- l'étude du facteur de réseau avec une approche multifréquence et temporelle,
- la métrologie spécifique aux antennes ULB,
- la distorsion et la dispersion propres aux antennes ULB,
- la conception d'une nouvelle antenne planaire ayant un rayonnement hémisphérique,
- l'intégration de cet élément dans un réseau.

L'ULB fait l'objet d'énormément de publications tant dans le monde industriel qu'universitaire et il est difficile d'avoir une idée rapide de ce qu'elle représente. Dans un premier temps nous avons détaillé les caractéristiques de la technologie Ultra Large Bande et montré qu'elle possède de nombreux atouts. On peut citer entre autre la possibilité de coexister avec d'autres technologies à bande étroite, de localiser de façon précise des objets/personnes ou de faire de la communication sans fil à très haut débit.

Un état de l'art sur la mise en réseau de différentes antennes ULB est établi. En comparant l'épaisseur de chaque antenne et leur bande passante, nous avons souligné la difficulté de conserver une large bande passante lorsque l'élément rayonnant est placé à proximité d'un plan de masse. Il apparaît qu'un compromis doit être fait entre ces deux paramètres lors de la conception d'une nouvelle antenne.

Les autres approches permettant d'obtenir un rayonnement hémisphérique sont étudiées. L'utilisation d'un réflecteur conserve les propriétés de l'antenne et est appropriée pour obtenir un rayonnement hémisphérique à partir d'antennes omnidirectionnelles ou bidirectionnelles. Mais leur espacement de $\lambda/4$ du plan métallique reste assez important et une distance inférieure réduit la bande passante et dégrade le rayonnement des antennes. Néanmoins, l'utilisation de SHI comme réflecteur est une solution pour réduire cette distance mais leur bande passante est restreinte. Les SHI chargées résistivement sont une bonne alternative pour obtenir des éléments extrêmement fins sur plan métallique mais entraînent une faible efficacité des antennes.

Puis nous avons introduit le facteur de réseau en rappelant la théorie des points sources. Après avoir présenté le facteur de réseau pour les systèmes à bande étroite nous l'avons étendu aux antennes réseaux ULB. L'expression du facteur de réseau dans le domaine temporel a été introduite. Les paramètres du facteur de réseau ont été analysés dans les deux domaines. L'apparition de lobes de réseaux dans le domaine fréquentiel se traduit par un étalement de l'impulsion dans le domaine temporel. Cet étalement dépend de la taille du réseau.

Deux méthodes différentes pour caractériser des antennes ULB ont été mises au point et comparées : la mesure de la fonction de transfert et la mesure de la réponse impulsionnelle. Les principes théoriques ont été étudiés et différents descripteurs fréquentiels et temporels des antennes ULB ont été introduits. Les bancs de mesure des fonctions de transfert et des réponses impulsionnelles sont détaillés. Ces deux techniques métrologiques permettent d'étudier les caractéristiques des antennes ULB dans les principaux plans de mesure. Le matériel, l'environnement et l'acquisition des données sont différents, mais les résultats obtenus par post-traitement sont équivalents.

Les réponses temporelles obtenues avec les mesures fréquentielles et temporelles sont comparées. Une bonne concordance entre les résultats obtenus avec les deux types de caractérisation est observable. Les limitations métrologiques sont mises en avant. Avec la méthode de caractérisation temporelle, nous disposons d'appareils dont le plancher de bruit est réduit (Oscilloscope temps réel Tektronik environ -60 dBm) par rapport à un analyseur de réseau vectoriel (-120 dBm). Lors de la mesure temporelle, le spectre du signal d'émission (ou signal de référence) est limité en bande passante. Une antenne dont la bande passante excède la décade nécessite des mesures supplémentaires avec plusieurs signaux présentant des couvertures spectrales différentes. Avec un analyseur vectoriel une mesure est suffisante afin d'étudier la fonction de transfert d'une antenne sur plus d'une décade. La méthode de caractérisation temporelle permet d'avoir des temps de mesure plus courts et plus rapide qu'en fréquentiel : 9.25sec. pour une mesure temporelle contre 25sec. pour une mesure fréquentielle.

Enfin la mesure temporelle de caractérisation d'antenne ULB apparaît comme étant la moins précise mais elle ne nécessite pas l'usage d'une chambre anéchoïde. Lors de l'étude des antennes en bande basse, cette particularité se révèle très intéressante. Cet avantage financier doit aussi entrer en considération.

Une des activités principales de cette thèse a consisté en la conception d'une nouvelle antenne ULB planaire à rayonnement hémisphérique. Cette antenne est issue de l'assemblage d'une antenne large fente ULB et d'une cavité métallique placée sur le plan de masse : l'antenne CBSA. Cette antenne est une antenne à ouverture dont les caractéristiques de rayonnement sont similaires à celles d'un guide d'onde. L'étude paramétrique menée nous a permis de déterminer les effets des différents paramètres sur les fréquences de résonance et la bande passante de

l'antenne.

Il en résulte une antenne large bande compacte sur plan de masse ayant un rayonnement hémisphérique stable sur la bande de fréquence avec un léger dépointage dans les fréquences hautes de la bande passante. La comparaison basée sur le facteur de fidélité entre une antenne grande fente plaquée sur un plan réflecteur ou sur une cavité métallique, révèle que l'antenne cavité est la meilleure solution afin d'obtenir une structure à rayonnement hémisphérique en régime pulsé.

Les caractéristiques temporelles obtenues font de l'antenne CBSA une excellente candidate pour les télécommunications impulsionnelles à modulation d'amplitude ou de phase (BPSK, OOK, PAM).

Afin d'aborder le problème de la mise en réseau de l'antenne précédemment conçue, l'étude paramétrique sur le couplage entre éléments a validé son utilisation. Ce travail a abouti à deux antennes réseaux ayant des diagrammes de rayonnement hémisphériques différents liés à leur géométrie : un réseau de 1×4 éléments et un réseau de 4×4 éléments. Chaque structure intègre son propre diviseur de puissance dont les caractéristiques fréquentielles et temporelles ont été analysées. Ces deux antennes réseaux présentent :

- un fort gain sur une large bande passante,
- une faible épaisseur sur plan de masse ($\lambda/7$),
- une bonne réponse temporelle (forte amplitude pic, facteur de fidélité égal à 0.85, largeur d'impulsion minimale de 0.198 ns),
- un faible coût de production et enfin une structure rigide et solide.

Ces qualités font de ces réseaux d'antennes une solution fiable et peu coûteuse pour les télécommunications impulsionnelles lorsque nous avons pour contrainte une taille réduite au dessus du plan de masse.

Néanmoins, de nombreuses directions de recherche restent à explorer. Dans un premier temps il faut résoudre le problème de l'alimentation pour l'antenne réseau 4×4 . Ce point permettrait d'obtenir une antenne adaptée correctement sur toute sa bande passante et ayant une meilleure efficacité de rayonnement.

Un modèle analytique de l'antenne CBSA pourrait être développé afin d'être utilisé dans un algorithme d'optimisation permettant par exemple de calculer directement la géométrie optimale pour une bande de fréquence donnée.

Au niveau de la caractérisation des antennes ULB, nous avons vu comment les modéliser sous forme de vecteurs de données (fonction de transfert) ou de courbes les représentant dans l'espace des fréquences ou dans l'espace des temps et pour plusieurs directions. Une autre étape de la modélisation consisterait à décrire ces caractéristiques de manière plus efficace permettant de réduire l'espace de représentation ou d'extraire certaines informations plus efficacement.

Publications et conférences

- G. Clementi, A. Chami, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, and G. Kossiavas, “Conception d’une antenne large bande planaire.” in *Reunion generale Interferences d’Ondes, (GDR)*, 2007
- —, “Réponse impulsionnel d’antenne réseau ultra large bande,” in *16emes Journees Nationales Micro-ondes, (JNM)Journées Nationales Micro-onde*, 2009
- —, “Caracterisation d’antenne ultra large bande planaire sur plan de masse,” in *Reunion generale Interferences d’Ondes, (GDR)*, 2009
- A. Chami, O. Fourquin, G. Clementi, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, S. Bourdel, J. Gaubert, P. Brachat, and G. Kossiavas, “Design and integration of uwb antennas for high data rate miniature impulse radio transmitter,” in *Proc. Fifth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011
- G. Clementi, A. Chami, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, and G. Kossiavas, “Time and frequency domain characteristics of uwb cavity-backed slot antenna array,” in *Proc. Fifth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011
- G. Clementi, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, and G. Kossiavas, “Frequency and time domain analysis of different approaches to the backing of an uwb slot antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 7, pp. 3495–3498, 2012
- C. Kossiavas, A. Zeitler, G. Clementi, C. Migliaccio, R. Staraj, and G. Kossiavas, “X-band circularly polarized antenna gain enhancement with metamaterials,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 8, pp. 1911–1915, 2011

Bibliographie

- [1] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 21, no. 6, pp. 26–54, 2004. 2
- [2] H. G. Schantz, "A brief history of uwb antennas," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003, pp. 209–213. 2
- [3] —, "A brief history of uwb antennas," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, no. 4, pp. 22–26, 2004. 2
- [4] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-domain electromagnetics and its applications," *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 3, pp. 299–318, 1978. 2
- [5] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000. 3, 10
- [6] —, "Impulse radio : how it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, 1998. 3
- [7] E. FCC DOCKET, "Revision of part 15 the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," 2002. 3
- [8] G. Breed, "A summary of fcc rules for ultra wideband communications," *High Frequency Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 42–44, 2005. 3
- [9] A. Molisch, "Ultrawideband communications-an overview," *Mitsubishi Electric Research Labs, Cambridge, MA, USA and also at Lund University, Sweden*. 4
- [10] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels and their impact on system design," in *Proc. Int Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Symp*, 2007. 5
- [11] —, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1528–1545, 2005. 5
- [12] A. F. Molisch, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H. G. Schantz, K. Siwiak, and M. Z. Win, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3151–3166, 2006. 5
- [13] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, and K. Siwiak, "A comprehensive model for ultrawideband propagation channels," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. GLOBECOM '05*, vol. 6, 2005. 5
- [14] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 9, pp. 245–247, 1998. 5
- [15] —, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication-theoretic view," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1613–1627, 2002. 5

- [16] R. C. Qiu, H. Liu, and X. Shen, "Ultra-wideband for multiple access communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, pp. 80–87, 2005. 5
- [17] W. Hirt, "The european uwb radio regulatory and standards framework : Overview and implications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband ICUWB 2007*, 2007, pp. 733–738. 7
- [18] I. . W. Group *et al.*, "Standard for part 15.4 : Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low rate wireless personal area networks (lr-wpans)," *ANSI/IEEE 802.15*, vol. 4, 2003. 8
- [19] P. Kinney *et al.*, "Zigbee technology : Wireless control that simply works," in *Communications design conference*, vol. 2, 2003. 8
- [20] *IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, IEEE Std. 802.15.4a-2007 (Amendment to 802.15.4-2006), 2007. 8
- [21] D. Marchaland, "Architectures et circuits dédiés aux emetteurs ultra large bande bas débit," Ph.D. dissertation, Université de Marne la Vallée, 2007. 8
- [22] B. Allen, S. A. Ghorashi, and M. Ghavarm, "A review of pulse design for impulse radio," in *Proc. IEE Seminar Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, 2004, pp. 93–97. 9
- [23] V. S. Somayazulu, "Multiple access performance in uwb systems using time hopping vs. direct sequence spreading," in *Proc. WCNC2002 Wireless Communications and Networking Conf. 2002 IEEE*, vol. 2, 2002, pp. 522–525. 10
- [24] S. A. Ghorashi, B. Allen, M. Ghavami, and A. H. Aghvami, "An overview of mb-uwb ofdm," in *Proc. IEE Seminar Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, 2004, pp. 107–110. 13
- [25] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, 2003. 14
- [26] M. Pietrzyk, "Ultra-wideband radio—an introduction to the breakthrough wireless technology." 14
- [27] A. G. Yarovoy and L. P. Ligthart, "Uwb radars : Recent technological advances and applications," in *Proc. IEEE Radar Conf*, 2007, pp. 43–48. 16
- [28] B. Scheers, M. Piette, and A. Vander Vorst, "The detection of ap mines using uwb gpr," in *Proc. Second Int Detection of Abandoned Land Mines Conf. the (Conf. Publ. No. 458)*, 1998, pp. 50–54. 17
- [29] G. P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of uwb ground penetrating radiolocation," in *Proc. Second Int Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals Workshop*, 2004, pp. 61–66. 17
- [30] C. Balanis, *Antenna theory*. Wiley New York, 1997. 21, 28, 35, 51, 73, 74

- [31] M. A. Elmansouri and D. S. Filipovic, "Pulse distortion and mitigation thereof in spiral antenna-based uwb communication systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, no. 99, 2011, early Access. 24
- [32] V. G. Kononov and C. A. Balanis, "Bow-tie and bicone array designs for broad band performance specifications," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. APSURSI '09*, 2009, pp. 1–4. 28
- [33] C.-L. Chen and R. King, "Theoretical and experimental studies on the long dipole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 16, no. 6, pp. 664–673, 1968. 29
- [34] H. G. Schantz, W. Beeler, and D. Dickson, "Uwb planar bulbous dipole antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 2, 2005, pp. 475–478. 29
- [35] Y.-J. Park and J.-H. Song, "Development of ultra wideband planar stepped-fat dipole antenna," *Microwave and Optical technology Letters*, vol. 48, pp. 1698–1702, 2006. 29
- [36] X. H. Wu, A. A. Kishk, and Z. N. Chen, "A linear antenna array for uwb applications," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 1, 2005, pp. 594–597. 29, 31
- [37] N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, G. Kossiavas, and R. Staraj, "Design optimization of uwb printed antenna for omnidirectional pulse radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1875–1881, 2008. 31
- [38] A. Locatelli, D. Modotto, F. M. Pigozzo, S. Boscolo, C. De Angelis, A.-D. Capobianco, and M. Midrio, "A planar, differential, and directive ultrawideband antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2439–2442, 2010. 31
- [39] S. Mei and Z. Y. Ping, "A chip antenna in ltcc for uwb radios," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 4, pp. 1177–1180, 2008. 31
- [40] H.-Z. Liu, J. C. Coetzee, and K. Mouthaan, "Uwb antenna array for wireless transmission along corridors," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 4, pp. 886–890, 2008. 31
- [41] Y.-Y. Yang and Q.-X. Chu, "Planar 4-element uwb antenna array and time domain characterization," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 12, pp. 3118–3123, 2008. 31
- [42] W. Sorgel, C. Waldschmidt, and W. Wiesbeck, "Transient responses of a vivaldi antenna and a logarithmic periodic dipole array for ultra wideband communication," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, 2003, pp. 592–595. 32
- [43] S. Masuyama and A. Hirose, "Walled ltsa array for rapid, high spatial resolution, and phase-sensitive imaging to visualize plastic landmines," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 45, no. 8, pp. 2536–2543, 2007. 33

- [44] C. T. Rodenbeck, S.-G. Kim, W.-H. Tu, M. R. Coutant, S. Hong, M. Li, and K. Chang, "Ultra-wideband low-cost phased-array radars," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3697–3703, 2005. 33
- [45] J. J. Lee and S. Livingston, "Wide band bunny-ear radiating element," in *Proc. AP-S Antennas and Propagation Society Int. Symp. Digest*, 1993, pp. 1604–1607. 33
- [46] J. J. Lee, S. Livingston, and R. Koenig, "Correction to "a low-profile wide-band (5 :1) dual-pol array"," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, 2004. 33
- [47] —, "Correction to "a low-profile wide-band (5 :1) dual-pol array"," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, 2003. 33
- [48] —, "A low-profile wide-band (5 :1) dual-pol array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 46–49, 2003. 33
- [49] A. E.-C. Tan, M. Y.-W. Chia, and K. Rambabu, "Time domain characterization of circularly polarized ultrawideband array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 11, pp. 3524–3531, 2010. 36
- [50] Z. N. Chen and M. Chia, "A feeding scheme for enhancing the impedance bandwidth of a suspended plate antenna," *Microwave and Optical technology Letters*, vol. 38, pp. 21–26, 2003. 36, 37
- [51] W. K. Toh and Z. N. Chen, "On a broadband elevated suspended-plate antenna with consistent gain," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 2, pp. 95–105, 2008. 36
- [52] S. Bories, C. Delaveaud, and H. Jacquinet, "Low profile and directive uwb antenna," in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2009*, 2009, pp. 1632–1635. 37
- [53] Y.-X. Guo, K.-M. Luk, and K.-F. Lee, "L-probe fed thick-substrate patch antenna mounted on a finite ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 1955–1963, 2003. 38
- [54] I. Ang and B. L. Ooi, "An ultra-wideband stacked microstrip patch antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 7, pp. 1659–1665, 2007. 38
- [55] —, "A broadband semicircle probe-fed pentagon-slot microstrip patch antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 500–505, 2005. 38
- [56] A. C. Lepage and et al., "Uwb directive triangular patch antenna," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 1–7, 2008. 38
- [57] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, and A. Sharaiha, "F-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on a finite ground plane," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 4, 2004, pp. 4296–4299. 38
- [58] H.-D. Chen, "Broadband cpw-fed square slot antennas with a widened tuning stub," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, pp. 1982–1986, 2003. 40

- [59] R. Chair, A. A. Kishk, and K. F. Lee, "Ultrawide-band coplanar waveguide-fed rectangular slot antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 227–229, 2004. 40, 110
- [60] C. Marchais, G. Le Ray, and A. Sharaiha, "Stripline slot antenna for uwb communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 319–322, 2006. 40
- [61] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Wideband 2d array of microstrip fed rectangular-slot antennas for radar applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 1, pp. 36–40, 2005. 40
- [62] P. H. Rao, "Cpw-fed octave band slot antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 12, pp. 2405–2408, 2006. 42
- [63] Q. Wu, R. Jin, J. Geng, and D. Su, "On the performance of printed dipole antenna with novel composite corrugated-reflectors for low-profile ultrawideband applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3839–3846, 2010. 42
- [64] A. Thior, A. C. Lepage, and X. Begaud, "Low profile, directive and ultra wideband antenna on a high impedance surface," in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2009*, 2009, pp. 3222–3226. 43
- [65] L. Damaj, A. C. Lepage, and X. Begaud, "Low profile, directive and very wideband antenna on a high impedance surface," in *Proc. Fourth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–5. 43
- [66] M. Grelier, M. Jousset, S. Mallegol, A. Lepage, X. Begaud, and J. LeMener, "Wideband qamc reflector's antenna for low profile applications," *Applied Physics A : Materials Science & Processing*, pp. 1–5, 2011. 43
- [67] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, and B. Perpere, "Design of a broadband archimedean spiral antenna above a thin modified electromagnetic band gap substrate," in *Proc. First European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–4. 43
- [68] T. Sato, G. Abreu, and R. Kohno, "Beamforming array antenna with heterogeneous signal distribution for uwb pulse transmission," *Electronics and Communications in Japan (Part III : Fundamental Electronic Science)*, vol. 87, no. 11, pp. 1–10, 2004, url = <http://dx.doi.org/10.1002/ecjc.20074>. 60
- [69] M. Hussain and A. S. Al-Zayed, "Aperture-sparsity analysis of ultrawideband two-dimensional focused array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 7, pp. 1908–1918, 2008. 63
- [70] C.-H. Liao, P. Hsu, and D.-C. Chang, "Energy patterns of uwb antenna arrays with scan capability," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1140–1147, 2011. 63
- [71] X. Qing and Z. N. Chen, "Transfer functions measurement for uwb antenna," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 3, 2004, pp. 2532–2535. 72, 73

- [72] Z. N. Chen, X. H. Wu, H. F. Li, N. Yang, and M. Y. W. Chia, "Considerations for source pulses and antennas in uwb radio systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 7, pp. 1739–1748, 2004. 73
- [73] M. Kanda, "Time domain sensors for radiated impulsive measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 3, pp. 438–444, 1983. 73
- [74] Y. Duroc, T.-P. Vuong, and S. Tedjini, "A time/frequency model of ultrawideband antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2342–2350, 2007. 75
- [75] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, and C. Sturm, "Basic properties and design principles of uwb antennas," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 372–385, 2009. 75, 99
- [76] T. Kaiser and M. Di Benedetto, *UWB communication systems : a comprehensive overview*. Hindawi Pub Corp, 2006, vol. 5. 76
- [77] D.-H. Kwon, "Effect of antenna gain and group delay variations on pulse-preserving capabilities of ultrawideband antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2208–2215, 2006. 77
- [78] A. Shlivinski, E. Heyman, and R. Kastner, "Antenna characterization in the time domain," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 7, pp. 1140–1149, 1997. 77
- [79] —, "Correction to "antenna characterization in the time domain"," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 8, 1997. 77
- [80] L. Foged, B. Bencivenga, L. Scialacqua, S. Pivnenko, O. Breinbjerg, M. Sierra-Castaer, P. Almena, E. Seguenot, C. Sabatier, M. Bottcher *et al.*, "Facility comparison and evaluation using dual ridge horns," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*. IEEE, 2009, pp. 2934–2938. 80
- [81] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra-large-bande impulsionnels," Ph.D. dissertation, Université de Nice Sophia-Antipolis, 2006. 94
- [82] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, and H. Barthelemy, "A 9-pj/pulse 1.42-vpp ook cmos uwb pulse generator for the 3.1–10.6-ghz fcc band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 1, pp. 65–73, 2010. 100
- [83] J. Andrieu, S. Nouvet, V. Bertrand, B. Beillard, and B. Jecko, "Transient characterization of a novel ultrawide-band antenna : the scissors antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1254–1261, 2005. 107
- [84] Q. Li and et al., "Microstrip-fed cavity-backed slot antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, pp. 229–233, 2002. 110
- [85] C. Cockrell, "The input admittance of the rectangular cavity-backed slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, no. 3, pp. 288–294, 1976. 110

- [86] C. Chiang and B. Chung, "Ultra wideband power divider using tapered line," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 106, pp. 61–73, 2010. 148
- [87] A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, "Closed-form formulas for frequency-dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 241–248, 1994. 148
- [88] Z. Yanzhu and X. Dingyu, "Dynamical simulation analysis based on time fractional transmission line model," in *Proc. 7th Int. Symp. Antennas, Propagation & EM Theory ISAPE '06*, 2006, pp. 1–4. 148
- [89] F. Schnieder and W. Heinrich, "Model of thin-film microstrip line for circuit design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 104–110, 2001. 148
- [90] G. Thiele, E. Ekelman, and L. Henderson, "On the accuracy of the transmission line model of the folded dipole," in *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 17, 1979, pp. 744–747. 148
- [91] G. Thiele, J. Ekelman, E., and L. Henderson, "On the accuracy of the transmission line model of the folded dipole," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 28, no. 5, pp. 700–703, 1980. 148
- [92] H. G. Schantz, "Introduction to ultra-wideband antennas," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003, pp. 1–9. 155
- [93] G. Clementi, A. Chami, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, and G. Kossiavas, "Conception d'une antenne large bande planaire." in *Reunion generale Interferences d'Ondes, (GDR)*, 2007.
- [94] —, "Réponse impulsionnel d'antenne réseau ultra large bande," in *16emes Journees Nationales Micro-ondes, (JNM)Journées Nationales Micro-onde*, 2009.
- [95] —, "Caracterisation d'antenne ultra large bande planaire sur plan de masse," in *Reunion generale Interferences d'Ondes, (GDR)*, 2009.
- [96] A. Chami, O. Fourquin, G. Clementi, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, S. Bourdel, J. Gaubert, P. Brachat, and G. Kossiavas, "Design and integration of uwb antennas for high data rate miniature impulse radio transmitter," in *Proc. Fifth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011.
- [97] G. Clementi, A. Chami, J.-Y. Dauvignac, N. Fortino, and G. Kossiavas, "Time and frequency domain characteristics of uwb cavity-backed slot antenna array," in *Proc. Fifth European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011.
- [98] G. Clementi, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, and G. Kossiavas, "Frequency and time domain analysis of different approaches to the backing of an uwb slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 7, pp. 3495–3498, 2012.
- [99] C. Kossiavas, A. Zeitler, G. Clementi, C. Migliaccio, R. Staraj, and G. Kossiavas, "X-band circularly polarized antenna gain enhancement with metamaterials," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 8, pp. 1911–1915, 2011.

CONCEPTION ET CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE ET TEMPORELLE D'ANTENNES RÉSEAUX PLANAIRES À TRÈS LARGE BANDE PASSANTE

Une grande partie des travaux de cette thèse a été guidée par les réflexions menées au sein du groupe de travail « Antennes Réseaux Très Large Bande » du GDR Ondes. Il s'agit de concevoir des antennes réseaux planaires de faible épaisseur (sur plan de masse) très large bande passante. Pour ces travaux la bande de fréquence choisie est celle allouée par la Federal Communications Commission (3.1-10.6GHz). Une première phase de ce travail a consisté à définir le facteur de réseau dans les domaines fréquentiel et temporel. Puis la métrologie particulière pour déterminer les caractéristiques radioélectriques des antennes ULB a été décrite et mise en place grâce à l'installation de deux bancs de mesure : l'un dans le domaine temporel et l'autre dans le domaine fréquentiel. Une antenne planaire originale présentant un diagramme de rayonnement hémisphérique a été conçue. Il s'agit d'une fente rectangulaire dans un plan de masse alimentée par ligne microruban terminée par un stub carré centré dans la largeur de l'ouverture. Une cavité métallique remplie d'air dont les dimensions sont identiques à celles de l'ouverture est soudée du côté du plan de masse. Les performances de l'élément proposé (gain, réponse impulsionnelle, facteur de fidélité, etc...) ont pu alors être mesurées et comparées à celle d'autres éléments. Enfin ce travail a abouti à la réalisation de deux antennes réseaux planaires à fort gain utilisables dans les systèmes de communication à haut débit et en régime impulsionnel.

CONCEPTION AND FREQUENCY/TIME DOMAIN CHARACTERISATION OF WIDE BANDWIDTH PLANAR ANTENNAS ARRAY

Much of the work of this thesis was guided by the demands of the working group on antennas broadband arrays of the « GDR Ondes ». This work concerns the design of very thin UWB planar array antennas above a ground plane. The frequency range which is allocated by the Federal Communications Commission (3.1-10.6GHz) for telecommunication applications has been chosen. Firstly in this work we defined the array factor in frequency and time domains. Then we have constructed a facility test to measure antennas in both frequency and time domains. A novel planar antenna has been designed and constructed to provide a radiation in a half space. The antenna is formed by a rectangular slot etched in the center of a metallic ground plane. A metallic cavity with the same dimensions of the slot is placed behind the antenna. The gain, the impulse response, the fidelity factor, the pulse duration and pulse shape of the proposed antenna has been simulated and measured. A comparison with results from other antennas has been conducted. Finally, this work has led to the realization of two planar array antennas with high gain used in communications systems and in pulsed mode.
